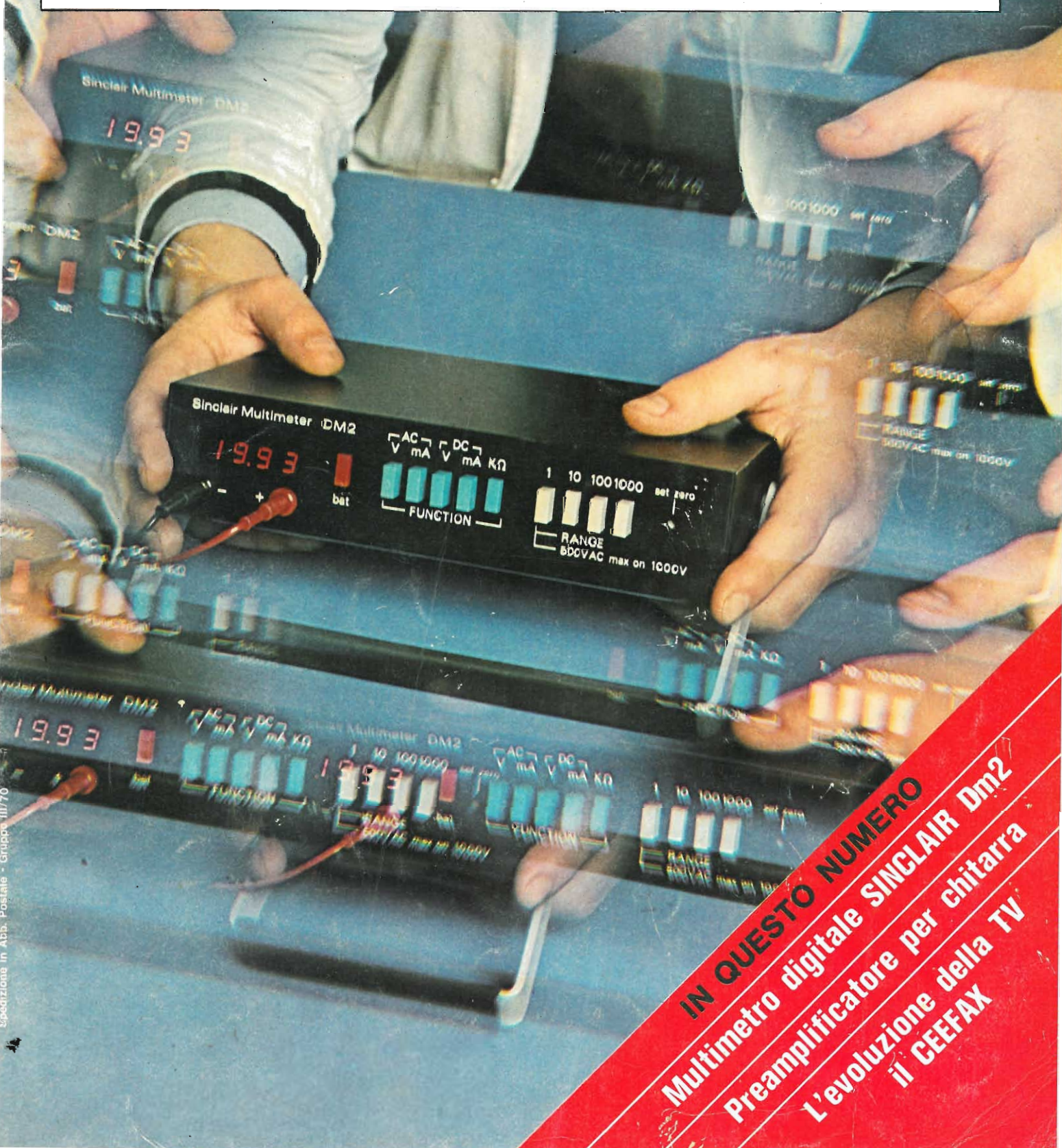
SELEZIONE RADIO - TV

di tecnica

5

L. 1000

MAGGIO 76 RIVISTA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA, ALTA FEDELTÀ E RADIOCOMUNICAZIONI

sinclair

le calcolatrici costruite con la tradizionale serietà inglese

Cambridge %
Display a 8 cifre. Esegue le quattro operazioni fondamentali e il calcolo delle percentuali.
Costante automatica, virgola fluttuante.
Dimensioni: 110 x 51 x 17

ZZ/9924-30

Cambridge memory
Display a 8 cifre. Esegue le quattro operazioni fondamentali e il calcolo delle percentuali. Ha una memoria, la costante automatica e la virgola fluttuante.
Dimensioni: 110 x 51 x 17

ZZ/9926-10

Cambridge scientific
Display a 8 cifre, due di esponente.
Esegue calcoli aritmetici, algebrici, funzioni trigonometriche dirette e inverse, con angoli in gradi o radianti, logaritmi e antilogaritmi naturali. Radici quadre. Memoria.
Dimensioni: 110 x 51 x 17

ZZ/9947-10

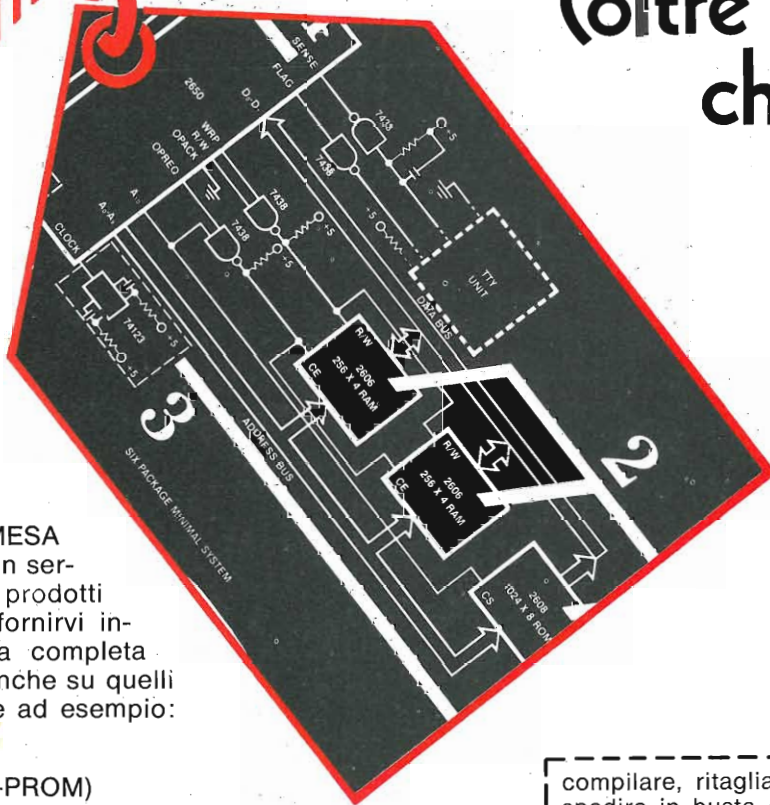
Oxford 200
Display a 8 cifre. Esegue le quattro operazioni fondamentali e il calcolo delle percentuali. Ha una memoria, la costante automatica e la virgola fluttuante.
Dimensioni 152 x 78 x 32

ZZ/9965-10

Oxford 300
Display a 8 cifre, di cui due di esponente.
Esegue calcoli aritmetici, algebrici, funzioni trigonometriche dirette e inverse con angoli in gradi o radianti, logaritmi e antilogaritmi naturali.
Radici quadrate. Memoria.
Dimensioni: 152 x 78 x 32

ZZ/9947-20

Radionics Limited
distribuite in Italia
dalla G.B.C.

CPM Studio

All'interno della MESA si è infatti creato un servizio che, oltre ai prodotti più popolari può fornirvi informazioni ed una completa documentazione anche su quelli più avanzati, come ad esempio:

— memorie (RAM-PROM)
— microprocessori
— famiglie digitali complete
— shift registers
— famiglie CMOS
— displays
— componenti per voltmetri digitali

Se siete interessati ai nostri prodotti compilate, ritagliate e spedite il presente tagliando. Vi spediremo gratuitamente il listino prezzi di oltre 600 componenti che abitualmente abbiamo in stock, vi daremo tutte le informazioni che chiederete ed inoltre vi terremo al corrente periodicamente della nostra attività nel campo dell'elettronica.

via canova 21
20145 milano
tel. 02-3491040

compilare, ritagliare e spedire in busta chiusa a:

MESA S.p.A. - Via Canova, 21
20145 MILANO

5/SE

SI PREGA DI SCRIVERE IN STAMPATELLO

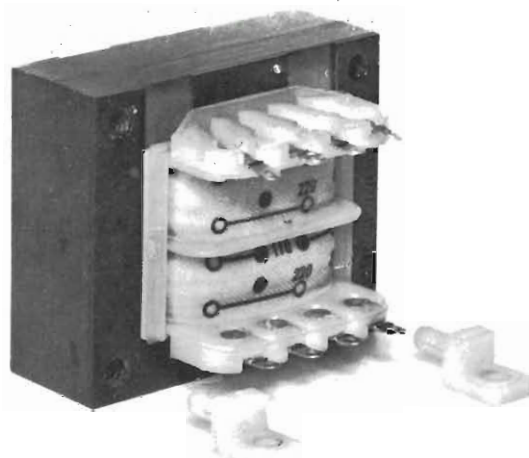
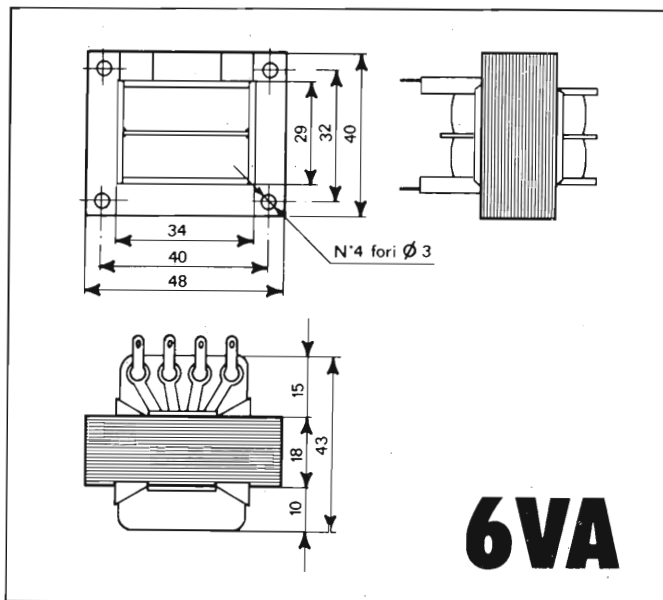
Desidero ricevere gratuitamente:

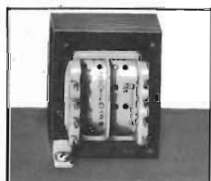
☐ listino prezzi
☐ informazioni dettagliate su:

....
....
....
....
....

Cognome ....
Nome ....
Via .... N. ....
Città ....
CAP .... Provincia ....

TRASFORMATORI DI ALIMENTAZIONE G.B.C.

LO STESSO TRASFORMATORE SI PUO MONTARE IN 6 POSIZIONI DIVERSE

Il trasformatore progettato per voi.....
Qualunque sia il vostro problema di circuito siete ormai liberati dalla preoccupazione di fissaggio del trasformatore.
Infatti qualcuno lo ha già progettato per voi.
Non avete che da cercare una delle 6 posizioni possibili del tipo standard GBC. La troverete.

Posizione 1

Posizione 2

Posizione 3

Posizione 4

Posizione 5

Posizione 6

DATI TECNICI:

Potenza nom. second.: 6 VA
Isolamento: classe B
Rigidità dielettrica tra primario e secondario per 60": 5000 V c.a.
Rigidità dielettrica tra primario + secondario e massa per 60": 5000 V c.a.
Flash-test nei punti come sopra: oltre 6000 V c.a.
Sopraelevazione di temperatura col carico ammesso in luogo aperto: circa 15°C
c.d.t. vuoto-carico: circa 10%
Sovratensione ammessa nel servizio continuo: 10%
Corrente primaria a vuoto: circa 25 mA

Rocchetto in fibra di vetro.
Terminali in ottone stagnato.
Piedini in fibra di vetro.
Ferro Unel laminato a freddo.
Peso: 250 g.

CODICE	COMBINAZIONI ENTRATA	USCITA V.e A.	COMBINAZIONI USCITA
HT/3731-00	110 V / 220 V	110 V / 220 V indic. rosso	110 V / 220 V
HT/3731-01	110 V / 220 V	6 V 1 A 6 V 0,5 A 6 V 0,5 A 2× 6 Vct 0,5 A	6 V 1 A 2×6 V c.t. 0.5 A
HT/3731-02	110 V / 220 V	12 V 0,5 A 12 V 0,25 A 12 V 0,25 A 2×12 Vct 0,25 A	12 V 0.5 A 2×12 V c.t. 0.25 A
HT/3731-03	110 V / 220 V	24 V 0,25 A 24 V 0,125 A 24 V 0,125 A 2×24 Vct 0,125 A	24 V 0.25 A 2×24 V c.t. 0.125 A
HT/3731-04	110 V / 220 V	2,5 V 2,4 A 2,5 V 1,2 A 2,5 V 1,2 A 2×2,5 Vct 1,2 A	2.5 V 2.4 A 2×2.5 V c.t. 1.2 A
HT/3731-05	110 V / 220 V	6 V 0,3 12 V 0,3 A 18 V 0,3 A	6 V 0.3 A 12 V 0.3 A 18 V 0.3 A
HT/3731-06	110 V / 220 V	6 V 0,2 A 24 V 0,2 A 30 V 0,2 A	6 V 0.2 A 24 V 0.2 A 30 V 0.2 A
HT/3731-07	110 V / 220 V	9 V 0,6 A 9 V 0,3 A 9 V 0,3 A 2×9 V 0,3 A	9 V 0.6 A 2×9 V 0.3 A

Editore: **J.C.E**

Sped. in abb. post. Gr. III/70 — Direttore Responsabile: **RUBEN CASTELFRANCHI** — Maggio 1976

SOMMARIO

Si accettano abbonamenti soltanto per anno solare da gennaio a dicembre. E' consentito sottoscrivere l'abbonamento anche nel corso dell'anno, ma è inteso che la sua validità parte da gennaio per cui l'abbonato riceve, innanzitutto, i fascicoli arretrati.

INSERZIONISTI:

SELEZIONE RADIO - TV

Editore: **J.C.E.**

Direttore responsabile
RUBEN CASTELFRANCHI

Direttore tecnico
PIERO SOATI

Redattore capo
GIAMPIETRO ZANGA

Redattori
MARCELLO LONGHINI
ROBERTO SANTINI

Segretaria di redazione
MARIELLA LUCIANO

Impaginatori
GIANNI DE TOMASI
IVANA MENEGARDO

Collaboratori
Lucio Biancoli - Gianni Brazioli
Federico Cancarini - Ludovico Cascianini - Mauro Ceri
Giuseppe Contardi - Gianfranco Liuzzi
Italo Mason - Aldo Prizzi
Arturo Recla - Gloriano Rossi
Domenico Serafini - Franco Simonini
Edoardo Tonazzi - Lucio Visintini

Rivista mensile di tecnica elettronica, alta fedeltà e radiocomunicazioni

Direzione, Redazione, Pubblicità:
Via Pelizza da Volpedo, 1
20092 Cinisello B. - Milano
Tel. 92.72.671 - 92.72.641

Amministrazione:
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
Autorizzazione alla pubblicazione
Trib. di Monza n. 239
del 17-11-73

Stampa: Tipo-Lito Fratelli Pozzoni
24034 Cisano Bergamasco - Bergamo

Concessionario esclusivo per la diffusione in Italia e all'Estero:
SODIP - V. Zuretti, 25 - 20125 Milano
V. Serpieri, 11/5 - 00197 Roma

Spediz. in abbon. post. gruppo III/70

Prezzo della rivista L. 1.000

Numero arretrato L. 2.000

Abbonamento annuo L. 10.000

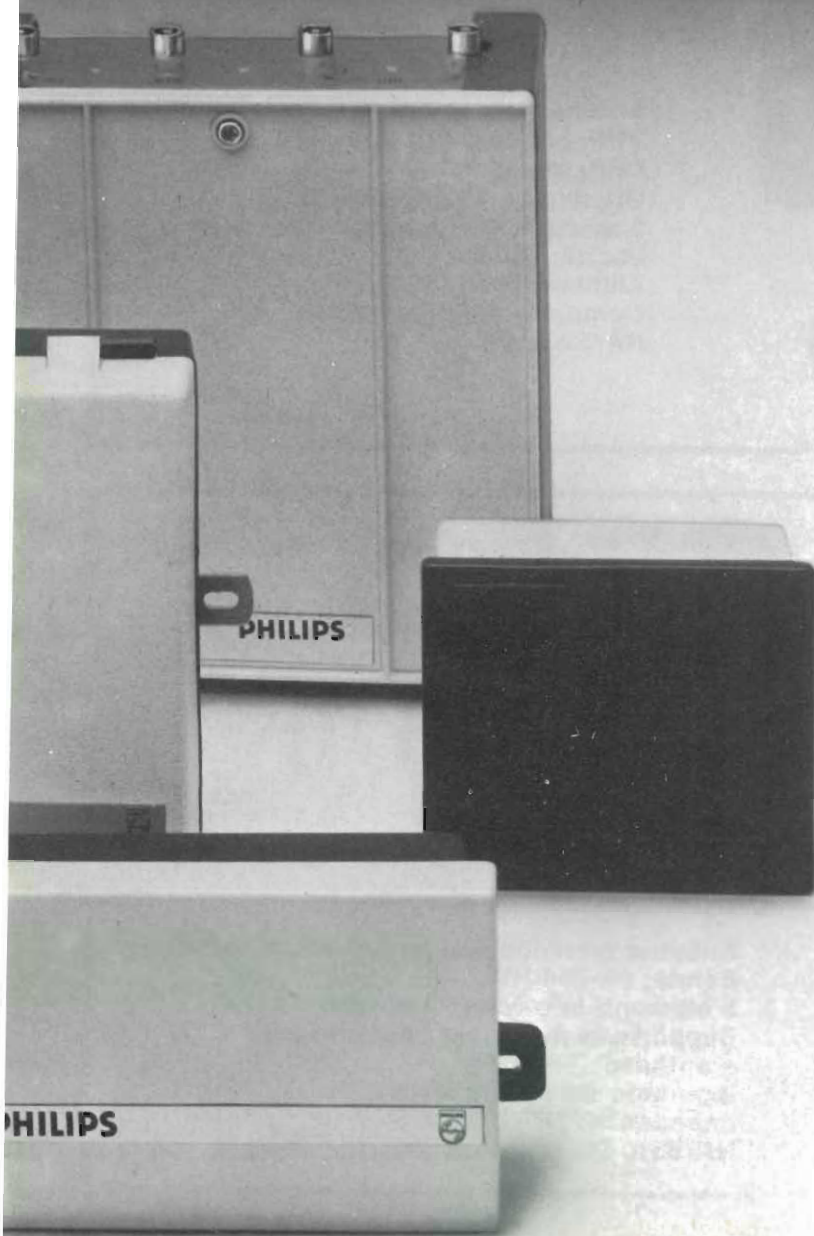
Per l'Estero L. 14.000

I versamenti vanno indirizzati a:
Jacopo Castelfranchi Editore
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
mediante l'emissione di assegno circolare, cartolina vaglia o utilizzando il c/c postale numero 3/56420

Per i cambi d'indirizzo, allegare alla comunicazione l'importo di L. 500, anche in francobolli, e indicare insieme al nuovo anche il vecchio indirizzo.

BROUCC 76

Non chiedete alla Philips
del suo materiale d'a
Chiedetelo a quegli installa
soltanto materiale d'ant

cosa pensa
ntenna.
tori che usano
nna Philips.

Philips mette a disposizione una gamma di prodotti, per ogni esigenza di impianto:

Antenne radio e TV, per canali nazionali e da ripetitori di programmi esteri.

Amplificatori a larga banda e di canale, con elevata affidabilità di funzionamento e di impiego.

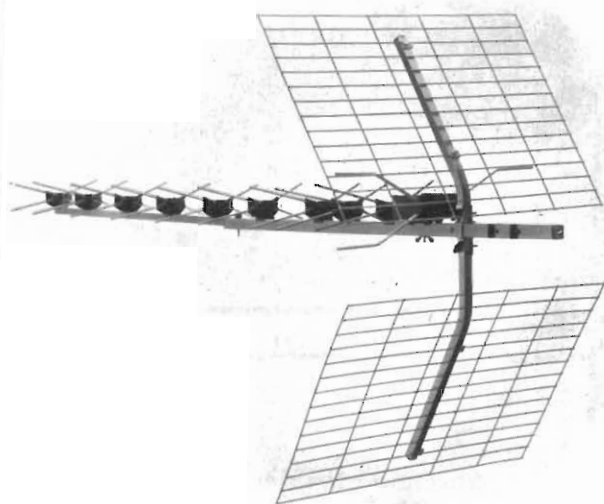
Preamplificatori di canale e con A.G.C. ad elevata sensibilità di ingresso.

Convertitori da palo per canali in banda Vª da ripetitore.

Componenti passivi: prese tipo serie resistive ed induttive, prese terminali - derivatori e ripartitori ibridi.

Cavi coassiali a bassa perdita ed a basso fattore di invecchiamento, con isolante di tipo espanso e compatto.

Teledistribuzione amplificatori, componenti e cavi speciali per impianti particolari destinati alla medio-grande distribuzione di sistemi multicanale via cavo.

Assistenza in fase di progetto di installazione e di collaudo delle reti TV.

Sistemi
Audio Video

PHILIPS

PHILIPS S.p.A. - Divisione Sistemi Audio-Video - V.le F. Testi, 327 - 20162 Milano - Tel. 6436512-6420951

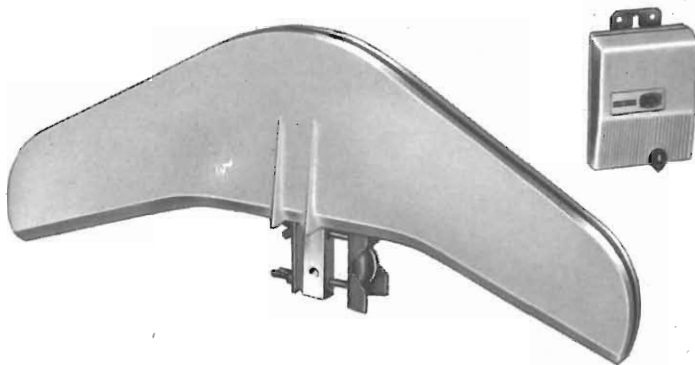
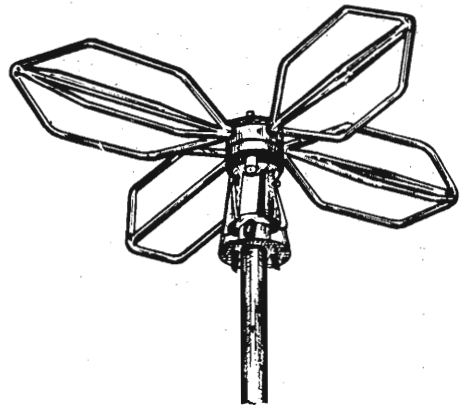
Sono interessato alla vostra produzione e vi prego di spedirmi:

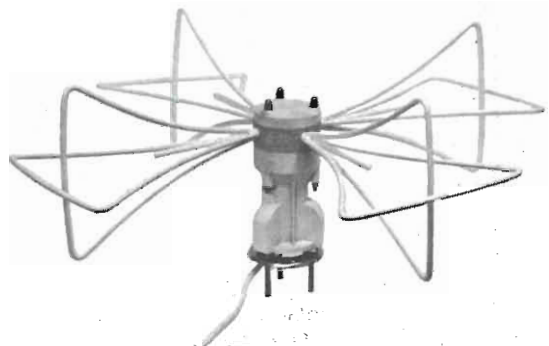
☐ Catalogo generale materiali d'antenna.

☐ EDS informazioni regolarmente.

MAGGIO - Selezione Radio TV

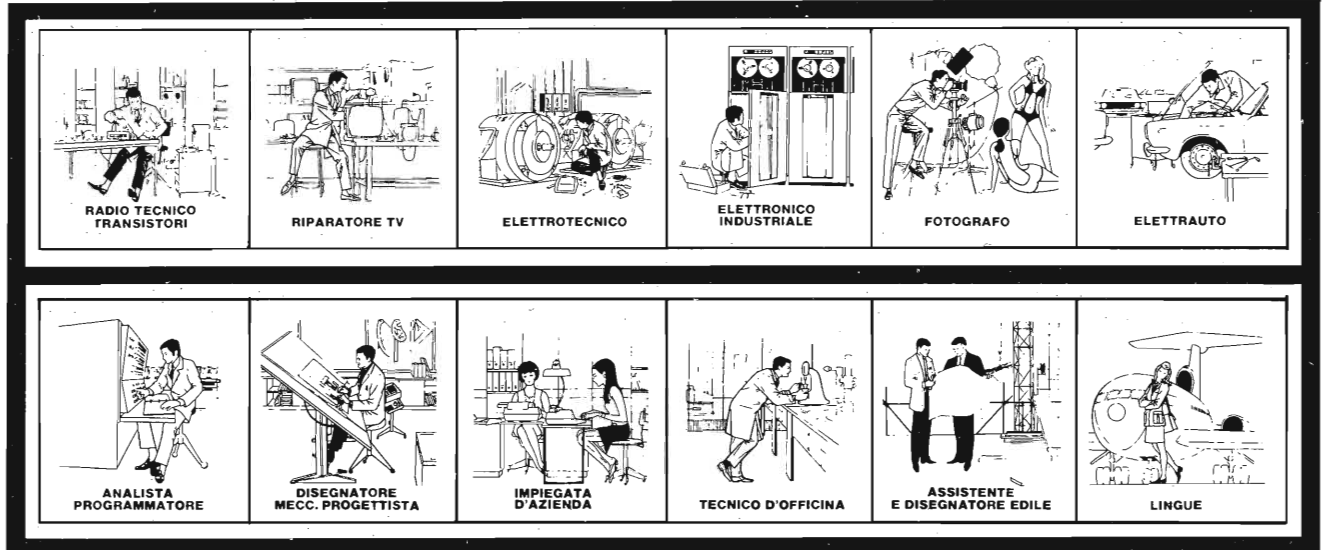
antenne per roulotte

Antenna VHF-UHF per roulotte
Omnidirezionale multibanda.
Consente la ricezione del 1° e 2° programma con un'unica discesa in cavo coassiale.
Scatola di collegamento in fusione stagna.
Morsetto di fissaggio per pali ∅ 20÷40.
Elementi in acciaio rivestito in politene
Impedenza: 50/75 Ω
NA/5500-00

Antenna per roulotte "TEKO ROUL"
VHF: banda I e III
UHF: banda IV e V
Guadagno: VHF-UHF +20 dB
2 amplificatori a basso rumore
Uscita: 75 Ω
Alimentazione: 12÷15 V
Completo di alimentatore
NA/5503-00

Antenna omnidirezionale per mezzi mobili
VHF-UHF
Impedenza: 75 Ω
Completa di m. 4 di cavo, e demiscelatore.
NA/5502-00

Antenna omnidirezionale per mezzi mobili
Bande: I-II-III-IV-V
8 elementi in ottone verniciato
Supporto in materiale anticorrosivo e antiurto
Ingombro max.: 200 x ∅ 1260
Impedenza: 75 Ω
NA/5510-00

In vendita presso le sedi G.B.C.

COSA VORRESTE FARE NELLA VITA?

Quale professione vorreste esercitare nella vita? Certo una professione di sicuro successo ed avvenire, che vi possa garantire una retribuzione elevata. Una professione come queste:

Le professioni sopra illustrate sono tra le più affascinanti e meglio pagate: la Scuola Radio Elettra, la più grande Organizzazione di Studi per Corrispondenza, in Europa ve le insegna con i suoi

CORSI DI SPECIALIZZAZIONE TECNICA (con materiali)
RADIO STEREO A TRANSISTORI - TELEVISIONE BIANCO-NERO E COLORI - ELETTROTECNICA - ELETTRONICA INDUSTRIALE - HI-FI STEREO - FOTOGRAFIA - ELETTRAUTO.

Iscrivendovi ad uno di questi corsi riceverete, con le lezioni, i materiali necessari alla creazione di un laboratorio di livello professionale. In più, al termine di alcuni corsi, potrete frequentare gratuitamente i laboratori della Scuola, a Torino, per un periodo di perfezionamento.

CORSI DI QUALIFICAZIONE PROFESSIONALE
PROGRAMMAZIONE ED ELABORAZIONE DEI DATI - DISEGNATORE MECCANICO PROGETTISTA - ESPERTO COMMERCIALE - IMPIEGATA D'AZIENDA - TECNICO D'OFFICINA - MOTORISTA AUTORIPARATORE - ASSISTENTE E DISEGNATORE EDILE e i modernissimi corsi di LINGUE.

Imparerete in poco tempo, grazie anche alle attrezzature didattiche che completano i corsi, ed avrete ottime possibilità d'impiego e di guadagno.

CORSO ORIENTATIVO PRATICO (con materiali)
SPERIMENTATORE ELETTRONICO
particolarmente adatto per i giovani dai 12 ai 15 anni.

CORSO NOVITÀ (con materiali)
ELETTRAUTO
Un corso nuovissimo dedicato allo studio delle parti elettriche dell'automobile e arricchito da strumenti professionali di alta precisione.

IMPORTANTE: al termine di ogni corso la Scuola Radio Elettra rilascia un attestato da cui risulta la vostra preparazione.

Inviateci la cartolina qui riprodotta (ritagliatela e imbucatela senza francobollo), oppure una semplice cartolina postale, segnalando il vostro nome cognome e indirizzo, e il corso che vi interessa.
Noi vi forniremo, gratuitamente e senza alcun impegno da parte vostra, una splendida e dettagliata documentazione a colori.

Scuola Radio Elettra
Via Stellone 5/176
10126 Torino

INVIATEMI GRATIS TUTTE LE INFORMAZIONI RELATIVE AL CORSO DI

(segnare qui il corso o i corsi che interessano)

PER CORTESIA, SCRIVERE IN STAMPATELLO

MITTENTE:
NOME
COGNOME
PROFESSIONE ETÀ
VIA N.
CITTÀ
COD. POST. PROV.
MOTIVO DELLA RICHIESTA: PER HOBBY ☐
PER PROFESSIONE O AVVENIRE ☐

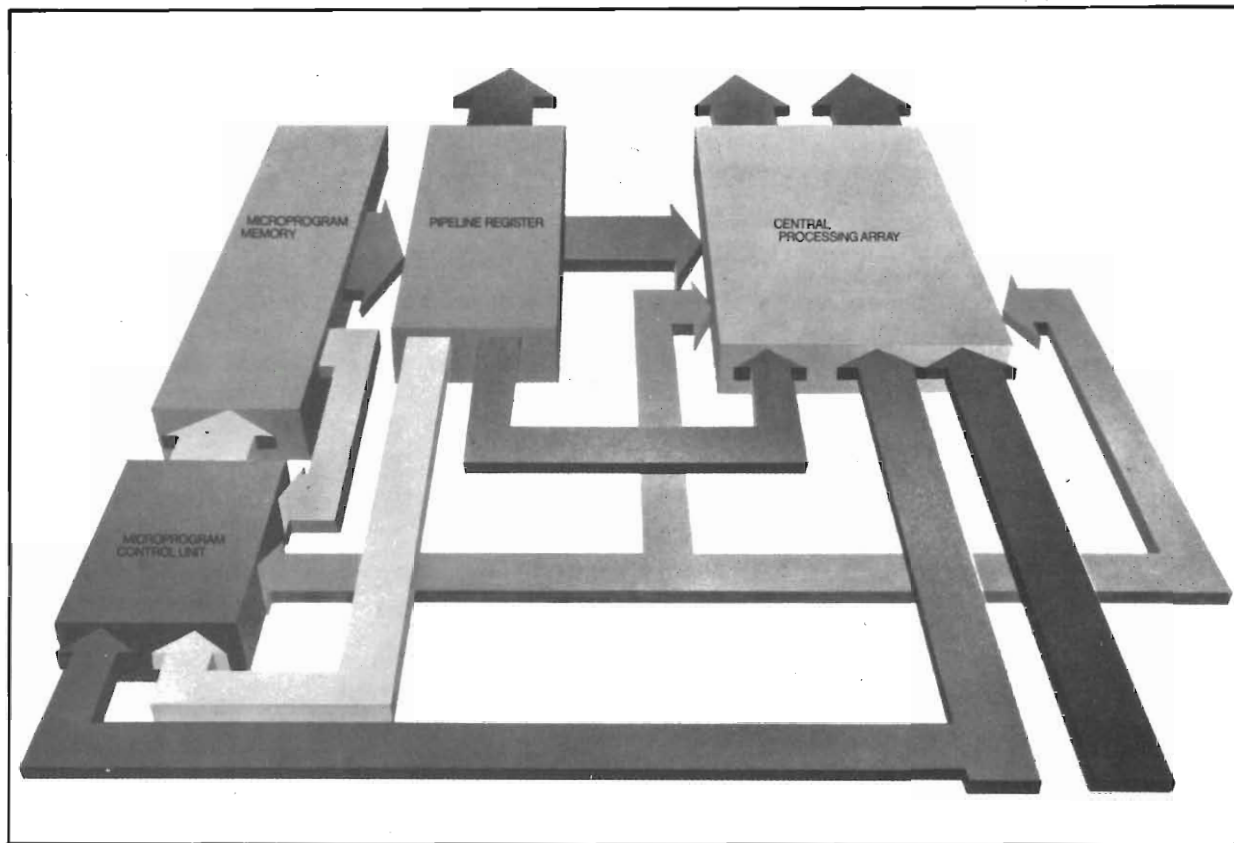
176

Francatura a carico del destinatario da addebitarsi sul conto credito n. 126 presso l'Ufficio P.T. di Torino A. D. - Aut. Dir. Prov. P.T. di Torino n. 23616 1048 del 23-3-1955

Scuola Radio Elettra
10100 Torino AD

applicazione dei microcomputer

- **LE TECNICHE DI PROGETTO**
- **IL MICROPROCESSOR BIPOLARE**
- **LA AFFIDABILITÀ**

vol. II

edelektron srl

ELEDRA/intel®

MODULO PRENOTAZIONE ACQUISTO

Spedire in busta chiusa: **EDELEKTRON** - v.le Elvezia, 18 - 20154 MILANO - Tel. 34 93 041

NOME ____________________

COGNOME ____________________

DITTA ____________________

REPARTO ____________________

INDIRIZZO ____________________

____

____

DESIDERO RICEVERE
ALL'INDIRIZZO A FIANCO INDICATO:

IL **II** VOLUME: **APPLICAZIONE DEI MICROCOMPUTER** ☐
edizione Maggio 1976 - a cura Eledra/Intel
AL PREZZO DI LIRE 31.800 (IVA inclusa)

IL **I** VOLUME: **INTRODUZIONE AI MICROCOMPUTER** ☐
edizione Giugno 1975 - a cura Eledra/Intel
AL PREZZO DI LIRE 20.000 (IVA inclusa)

PAGAMENTO

Intestare
EDELEKTRON
V.LE ELVEZIA, 18
20154 MILANO

☐ IN CONTRASSEGNO
☐ ALLEGO ASSEGNO ....

Attenzione: aggiungere sempre L. 1.000 per spese di spedizione

OFFERTA SPECIALE

PER LE PRENOTAZIONI ACQUISTO PERVENUTE ENTRO IL 30 MAGGIO 1976
(DATA TIMBRO POSTALE)

Volume II: **Prezzo scontato Lire 27.000** (IVA inclusa) ☐

Volume I + II: **Prezzo scontato Lire 47.000** (IVA inclusa) ☐

Fonorivelatori HI-FI

PROGRAMMA DI VENDITA G.B.C.

ADC

Q30
Q32
Q36
VLM
XLM
P30
P32
P36
K8E
K6E
K3E

K3
K2 DIA
K2
E3
E4/E2
F13
F
C1
W
W DIA
F5

Garrard

KS40A
KS41C
GCS38

DMS200
DMS210
CDS320/3
CDS520/3
CDS660/8
CDS661/8
CDS700

V15MICRO IV AM
V15MICRO AC
V15MICRO AME
XUV/4500 Q
UV-15/2000 Q
UV-15/2400 Q
XV-15/100
XV-15/140 E
XV-15/150
XV-15/200 E
XV-15/350
XV-15/400 E
XV-15/750 E
XV-15/1200 E

ES70/S
ES70/E
ES70/EX
ES70/EX4

SONY

VX17P
VX24P
VX13P
VL32G
VM26G
VM10P
VL30G
VM95

SP2
SP8
SP9
SP10A
SP12
SP12A
SP14
SP14A
MMC3000
MMC4000
MMC6000
89544 30 KIT

BSR

SC12M
SC7M4
X5M
X5H
SX6M
SX6H

V15T3
M91E
M91ED
M95ED
M95EJ
M44E
M75ED
M75B/T2
M75ECS
M91GD
M55E
M44G
M44-7
M75G/T2
M44C
M75-6S

PHILIPS

GP380
GP390
GP815
GP214
GP215
GP814
GP230
GP204
GP235
GP205
GP231
GP400
GP401
GP412
GP422/SM

Richiedete prezzi e dati tecnici presso tutte le sedi G.B.C.

LM 399 H

ZENER ATTIVO 6,95 V AD ALTISSIMA STABILITA'

CARATTERISTICHE:

- grande stabilità a lungo termine 20 ppM/1000 ore
- coefficiente di temperatura 1 ppM/°C
- bassa impedenza dinamica 0,5 Ω
- tolleranza iniziale della tensione di break down 2 %
- largo campo di corrente di impiego da 500 µA a 10 mA

prezzo per campionatura
Lit. 5.580/cad.

DISTRIBUITO DA:

LM 3911

IL TERMOSTATO ELETTRONICO IL TERMOMETRO ELETTRONICO

CARATTERISTICHE:

- uscita 10 mV/°C,
- può pilotare carichi (lampade, relè) con tensione di alimentazione fino a 35 V.

prezzo per campionatura

LM 3911 N mini DIP
Lit. 1.300/cad.

LM 3911 H-46 TO 46
Lit. 1.820/cad.

LM 3911 H-05 TO 5
Lit. 1.480/cad.

DISTRIBUITO DA:

L'ADELSY DISTRIBUISCE I SEGUENTI PRODOTTI:
semiconduttori, motorini, motoriduttori, optoelettronica, connettori, terminali, bobine, condensatori, accessori per C.I., resistenze, trimmers, potenziometri, accessori per cablaggi.

DELLE SEGUENTI CASE:
National Semiconductor, Britelec, Bühler, Burndy Electra S.p.A., Cambion, Condensateur P.I., General Instrument, Mipot, Procond, Seimart, Thomas & Betts Ansley, IPL.

Cognome .... Nome ....

Ditta .... Via .... N° ....

C.A.P. .... Città .... Provincia ....

CON IL PRESENTE TAGLIANDO ORDINO:

N° .... LF 356 H L. 3.850 cad. - Tot. L. ....

N° .... LH 0044 CH L. 9.660 cad. - Tot. L. ....

N° .... LM 399 H L. 5.580 cad. - Tot. L. ....

N° .... LM 3911 N mini DIP L. 1.300 cad. - Tot. L. ....

N° .... LM 3911 H - 46 TO 46 L. 1.820 cad. - Tot. L. ....

N° .... LM 3911 H - 45 TO 5 L. 1.480 cad. - Tot. L. ....

☐ Allego assegno N° .... di L. ....
☐ Pagherò contrassegno
☐ Desidero ricevere il foglio tecnico del ....

Timbro e firma .... Data ....

ADELSY S.p.A.

20149 MILANO
Via Domenichino, 12
Tel. (02) 4985051/2/3/4/5

16121 GENOVA
Piazza della Vittoria, 15
Tel. (010) 589674

00196 ROMA
Piazzale Flaminio, 19
Tel. (06) 3606580/3605769

10121 TORINO
Corso Matteotti, 32
Tel. (011) 539141/543175

33100 UDINE
Via Marangoni, 45/48
Tel. (0432) 26996

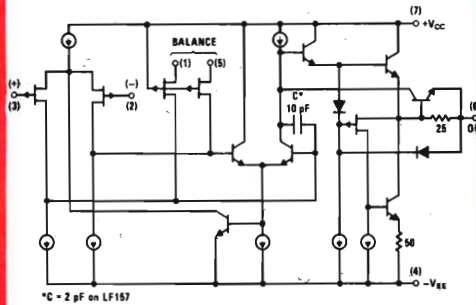
I.C.C. S.r.l.

40012 BOLOGNA
Via Crocetta, 38
Tel. (051) 726186

OP. AMP. SERIE LF 155/6/7
255/6/7
355/6/7

Applicazioni: **ovunque il 741 non basta.**

CARATTERISTICHE:

- **bassissima corrente di polarizzazione** 30 pA
- **bassissima corrente di OFFSET in ingresso** 3 pA
- **alta impedenza di ingresso** 10^{12} Ω
- **bassa tensione di OFFSET in ingresso** 1 mV
- **basso coefficiente di temperatura della tensione di OFFSET** 3 μV/°C
- **largo prodotto guadagno-banda** 20 MHz
- **elevato slew rate** 50 V/μ sec

prezzo per campionatura per LF 356 H
Lit. 3.850/cad.

NB.: Stessa configurazione dei piedini di: LM 741, LM 725, LM 108A, LM 0044.

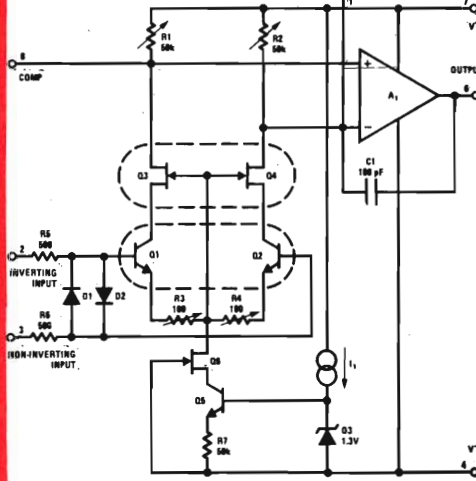
DISTRIBUITO DA:

LH 0044 CH

AMPLIFICATORE DI PRECISIONE A BASSO RUMORE

Applicazioni tipiche:
amplificatori per termocoppia, e per strain gauge.

CARATTERISTICHE:

- **basso OFFSET di tensione** 25 μV
- **alta stabilità a lungo termine** ± 1 μ/mese max
- **bassa deriva della tensione di OFFSET** 0,5 μV/°C max
- **basso rumore** 0,7 μV pp max

prezzo per campionatura
Lit. 9.660/cad.

NB.: Stessa configurazione dei piedini di: LM 108A, LM 725, LM 741, LF 355, LF 356, LF 357

DISTRIBUITO DA:

SE 5/76

Spett.le ICC
Via Palma, 9
20149 MILANO

CPM Studio

Costruiamo un sintetizzatore elettronico

TASTIERA-PARTITORE E SAMPLE HOLD

sesta parte - di Federico CANCARINI

Pure disponendo di tutti gli altri moduli il vostro sintetizzatore non sarà completo senza un adeguato sistema che vi permetta di servirvi di una tastiera per pilotare V.C.O., V.C.F., V.C.A., GdF ecc.

Con questo articolo avrete a disposizione i mezzi per farvi il circuito del partitore di tensione e quello della sorgente a corrente costante e del campionatore (Sample Hold). Quando si parla di un sintetizzatore, per le ragioni spiegate nell'articolo di apertura (cioè la diffusione, le imitazioni, l'uso e la praticità) lo si pensa sempre legato ad una tastiera: sapete invece che tale idea, per semplificare unicamente le manipolazioni del suono, fu introdotta dal Dott. R.A. Moog circa 17 anni fa. Ma ora siete voi che dovete essere padroni dello strumento, per cui, prima di acquistare una tastiera, assicuratevi che abbia innanzitutto dei doppi contatti che sono quelli usati nel sintetizzatore illustratovi. Per maggior chiarezza sui particolari vi preghiamo di voler osservare le foto e i disegni pubblicati in questo articolo.

Quindi, quando monterete i componenti, dovrete preoccuparvi prima del circuito Sample Hold, cioè il campionatore, e quindi passare al cablaggio del divisore che andrà posto il più vicino possibile alla contattiera della tastiera.

Se poi, a questo punto, avrete montato anche il Glide, sarete pronti per la taratura dell'insieme. Vi consigliamo di usare per i collegamenti cavi multipolari (non schermati tranne il coassiale) e colorati diversamente. Realizzando i circuiti stampati, poi, vi consigliamo di scrivere, in corrispondenza dei punti di collegamento, le lettere che competono agli stessi punti, ma sullo schema proprio.

E' quindi necessario che abbiate pronto, e TARATO, per lo meno il V.C.O., mentre come alimentatore potrete usare, se non avete costruito il modulo POWER SUPPLY, delle pile o il vostro alimentatore da laboratorio. Ricordiamo che le tensioni in gioco sono +18 V, +9 V, −9 V e massa.

Se avete seguito le istruzioni della taratura del V.C.O., ora disponete di un V.C.O. che segue, nella sua caratteristica tensione di controllo/responso in frequenza (figura 1).

Ora, mentre la configurazione di tale andamento non è assolutamente critica, in quanto piccole variazioni del V.C.O. possono essere abbondantemente compensate dal partitore, è importantissimo invece che la «caratteristica» intersechi l'origine: cioè si abbia frequenza zero per tensione di

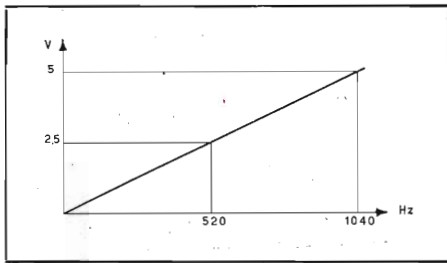



Fig. 1 - Tensioni di controllo e responso in frequenza.

Fig. 2 - Riferimenti di tensioni e frequenze.

controllo nulla. Per chiarire questo concetto basilare si prenda come riferimento la figura 2.

Tale schema è indicativo, ma potrebbe benissimo darsi che, tarando erroneamente il V.C.O. esso dia in uscita una caratteristica conforme alla figura sopracitata dove, come si vede, lo «Zero» è fuori centratura. Quando, disponendo di questo V.C.O., comincerete a tarare la tastiera, per la prima parte tutto andrà a gonfie vele poiché dovete semplicemente stabilire gli esatti intervalli tra le tre ottave che vanno dal DO2 al DO5. Fin qui tutto bene, e non importa assolutamente che la parte terminale del partitore sia a potenziale +0,45 V piuttosto che +0,625 come dovrebbe. I trimmer possono sopperire a questa differenza, ma ecco ora il problema: quando noi adesso facciamo scivolare indietro la tastiera di una ottava finché al posto del DO5 (C5) non si senta un DO4 (C4) noi scopriamo che il resto della tastiera non è più accordato... La ragione si spiega nel fatto che il potenziometro Pitch ha l'effetto di dividere la tensione in ogni punto del partitore di un fattore costante (in questo caso 0,493). Ma quando il potenziale dell'estremità inferiore del partitore è diviso per questo fattore, il risultato è +0,22 V, corrispondenti ad un valore in frequenza notevolmente più alto di C1. Ecco allora che una parte della taratura della tastiera verrà dedicata (se necessario) a mettere a punto la «caratteristica» del V.C.O. in modo che questa intersechi lo zero. Per la taratura verranno impiegati due metodi diversi: il primo necessita di un Oscilloscopio e di un Generatore di Bassa Frequenza (possibilmente stabile). Il secondo metodo necessita di uno strumento musicale già tarato quale potrebbe essere, meglio, uno strumento a tastiera. Gli scopi della taratura sono due: prima di tutto occorre calibrare esattamente la caduta di tensione ai capi del partitore e in secondo luogo occorrerà predisporre gli intervalli fra un'ottava e l'altra, usando i trimmer previsti per questo compito. Entrambi i metodi, se la procedura verrà seguita esattamente, sono semplici e veloci.

In ogni caso dovrete, usando il V.C.O, «pre-riscaldarlo» facendolo funzionare per circa 10 minuti. Predisponete intanto il generatore in modo che fornisca 260 Hz. Il V.C.O. deve essere applicato all'asse orizzontale dell'oscilloscopio mentre il generatore di BF all'asse verticale. Usate, ve lo raccomandiamo, l'onda triangolare del V.C.O.. Notate che non importa assolutamente che il generatore di BF sia predisposto esattamente per 261,16 Hz occorre invece che sia stabile; infatti l'operazione di taratura, usando le figure di Lissajous, serve a stabilire i multipli esatti della frequenza di riferimento, e quindi ha poca importanza che la frequenza generata sia di 260 o 265 Hz e altro, come pure è poco importante che tale frequenza corrisponda esattamente al DO centrale. L'importante, lo ripetiamo, è la stabilità. Notate anche che, nella prima parte della taratura, sia con questo metodo che con quello dei battimenti, voi state lavorando solo con il potenziometro R20 (Pitch) e il trimmer R21 e premerete solo il primo e l'ultimo dei 37 tasti della tastiera.

1) Predisponete R21, prima di iniziare, a circa metà corsa. Tutti i trimmer del partitore devono essere posti a circa metà corsa.

2) Tenete premuto l'ultimo tasto della tastiera (DO) verso destra e regolate il potenziometro del Pitch

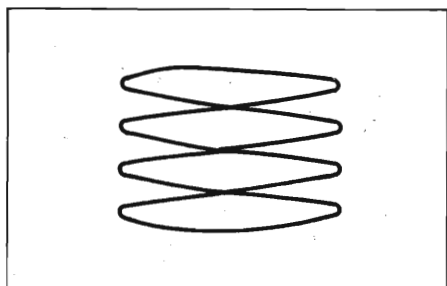
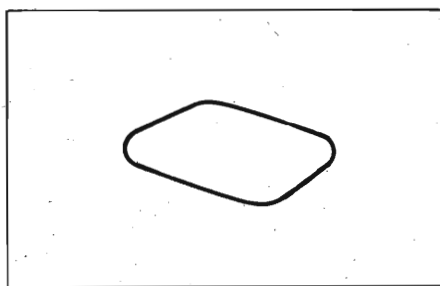
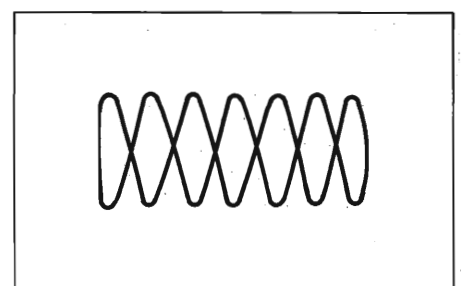
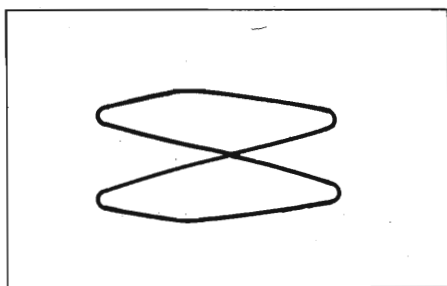
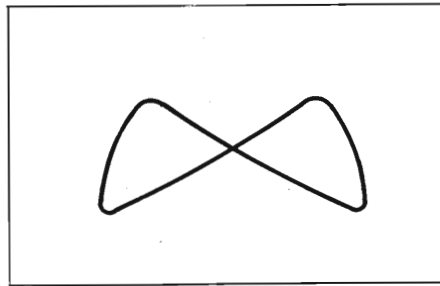



Fig. 3 - Figure di Lissajous per la taratura.

per il diagramma di fig. 3-E: allora il V.C.O. darà una frequenza quadrupla del generatore di BF.

3) Adesso premete il primo tasto (DO più basso) e regolate R21A per la fig. 3-B: adesso la frequenza del V.C.O. è la metà di quella del gen. di BF.

4) Ancora una volta premete il DO più alto e appurate se la frequenza è cambiata (probabilmente lo è di di poco). Allora regolate di nuovo il potenziometro del Pitch per riottenere il diagramma di fig. 3-E.

5) Ripetete come sopra l'accordatura dei due DO alto e basso finché i diagrammi corrispondenti a questi due tasti non siano perfettamente stabili senza ulteriori ritocchi dei trimmer (è accettabile una leggera rotazione delle figure; ricordare che il metodo qui spiegato è assai preciso ed una rotazione completa della figura in un secondo significa che la differenza dalla frequenza campione di 261,6 Hz è di appena mezzo Hz).

6) Tenete di nuovo premuto il DO più alto e allo stesso tempo ruotate il potenziometro Pitch in senso antiorario sinché non vedete sull'oscilloscopio il diagramma di figura 3-D: il V.C.O. genera allora una frequenza doppia di quella campione.

7) Adesso premete il DO più basso: se vedete sullo schermo il diagramma di fig. 3-A V.C.O. a un quarto della frequenza campione, va tutto bene sino a questo punto ed allora potete passare addirittura al capo 8 e procedere nell'accordatura. Ma se NON riconoscete il diagramma allora dovete regolare bene il trimmer ZERO del V.C.O. (R4). Quando questo compare, però, dovete poi ripetere accuratamente tutti i capi dall'1 al 7 finché tutti i vari diagrammi dei quali si tiene conto in ogni capo non siano stabili e riconoscibili. Ciò senza ulteriore regolazione di R4 del V.C.O. o del trimmer R21 A.

8) Pigiate il DO più alto e ruotate il potenziometro del Pitch sino a vedere il diagramma di figura 3-E.

9) Sistemati il primo e l'ultimo DO si passi a tarare il più alto dei due DO rimasti; pigiate il corrispondente tasto e regolate il suo trimmer fino a vedere il diagramma di figura 3-D.

10) La stessa operazione deve essere fatta per l'ultimo DO rimasto il cui trimmer deve essere regolato fino a vedere l'oscillogramma di fig. 3-C.

11) Adesso fate scivolare col Pitch la tastiera di una ottava e controllate che premendo i due DO in mezzo compaiono le due tracce di figura 3-B-C.

12) A questo punto sono perfettamente accordati i maggiori intervalli della scala ed è facile, come detto in precedenza, accordare le altre note, ma sempre senza toccare più i DO accordati. Ovviamente per accordare le altre note potete usare, semplicemente, uno strumento già accordato. Ricordate che, regolati gli intervalli di ottava, è molto facile accordare il resto, anche ad orecchio (e se non riuscite e percepire le differenze di accordatura, hanno per voi, queste «differenze» davvero molta importanza?). Vi raccomandiamo ancora di non toccare più R21 (R20 lo potrete invece usare a piacere) né i trimmer 13 e 25, corrispondenti ai DO intermedi.

Potete anche procedere nella taratura usando il metodo dei battimenti, fra il vostro sintetizzatore ed uno strumento già accordato. In questo caso dovrete ancora preriscaldare il V.C.O., ed userete poi per il ricco contenuto di armoniche l'uscita impulsiva del V.C.O. Tale uscita andrà connessa ad un amplificatore, il cui volume dovrà essere regolato in modo di avere un segnale della stessa intensità di quello dell'organo o del piano che userete come riferimento. Ancora tutti i trimmer, R20 e R21 vanno posti, prima di incominciare, a metà corsa:

1) Tenete premuto il tasto del DO più alto e regolate la manopola del Pitch per avere battimento nullo fra il segnale del V.C.O. e quello del 2° DO sopra il DO centrale dello strumento accordato.

2) Premete il tasto del DO più basso e regolate R21 per avere battimento nullo fra tale DO del V.C.O. ed il DO, il primo al di sotto del DO centrale, dello strumento accordato.

3) Ripetete per approssimazione successive il procedimento dei capi 1 e 2 affinché ci sia sempre (senza ulteriori regolazioni) un battimento nullo fra i DO sopracitati, del V.C.O. e dello strumento accordato.

4) Adesso tenete premuto il DO più alto della tastiera e ruotate R20 in senso antiorario finché la nota prodotta dal V.C.O. dia battimento nullo con il 1° DO sopra il DO centrale dello strumento di riferimento.

5) Adesso verificate l'accordatura del DO più basso della tastiera (che ora si deve essere abbassata di una ottava) dovrebbe esserci battimento nullo fra tale DO ed il secondo DO sotto il DO centrale dello strumento di riferimento. Se così fosse potete, senza alcun dubbio, procedere partendo dal capo 6. MA SE COSI' NON FOSSE, allora dovete regolare il controllo R4 di ZERO del V.C.O. e poi ripetete tutti i capi dall'1 al 5 finché le note prodotte dal V.C.O. sono identiche a quelle dello strumento di riferimento, con battimento nullo senza ulteriori ritocchi al trimmer ZERO del V.C.O. od al trimmer R21.

6) Adesso che sono stati regolati perfettamente i potenziali delle estremità del partitore potete regolare i due DO intermedi sempre operando coi battimenti tra V.C.O. e strumento accordato. Usando il potenziometro Pitch fate in modo che il DO più alto coincida con il secondo DO sopra il DO centrale dello strumento accordato, e quindi, usando i trimmer 13 e 25, regolateli per avere battimento nullo fra il 3° DO partendo dall'alto e il DO al di sotto del DO centrale, e ancora fra il 2° DO partendo dall'alto e il DO centrale stesso.

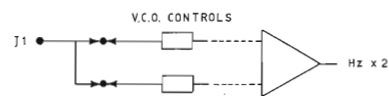



Fig. 4 - Sistema per duplicare la tensione.

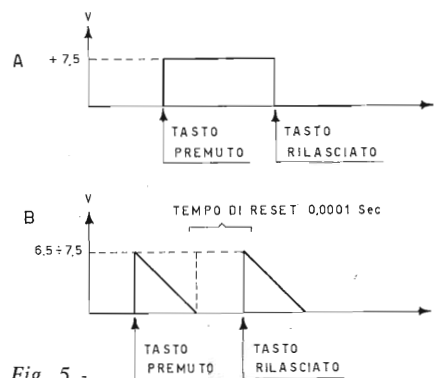



Fig. 5 -

7) Ora potete, uno di seguito all'altro, premere i vari tasti della tastiera e regolare i rispettivi trimmer per avere battimento nullo fra il segnale del V.C.O. e la nota corrispondente dello strumento di riferimento. Ciò senza toccare assolutamente i trimmer R21, 13 e 25 corrispondenti ai DO.

USO DELLA TASTIERA E DEI CONTROLLI

Lo scopo di ogni controllo, sia automatico che manuale è quello di fornire una tensione variabile, predeterminata e no, che sarà poi usata per trasformare i parametri di qualsiasi modulo tra quelli pubblicati. Se, come è cosa ormai comune, tale tipo di controllo si deve associare a una tastiera, occorre raggiungere degli scopi che vanno un poco oltre quelli di generare semplicemente uno «stop», cioè una tensione a gradino, predeterminata. Ad esempio, occorre fare in modo che gli altri circuiti, dopo il V.C.O., «sappiano» quando un tasto è premuto o rilasciato.

Questo circuito fornisce due impulsi di «trigger» che servono ottimamente a far partire i processi automatici del Generatore di Funzione ecc.

La prima di queste due uscite di «trigger» è un gradino che ha sempre la medesima ampiezza (circa 8 V) e che si forma soltanto quando un tasto viene premuto, e sparisce soltanto quando quello viene rilasciato. Tale gradino potrebbe venire adoperato già come tensione di controllo, ma sarà adoperato il più delle volte per far partire il Gen. di Funzione e l'ADSR (Generatore di Inviluppi). Ovviamente, adoperando tale uscita a gradino, sia il Gen. di Funzione che l'ADSR rimaranno bloccati in «Sustain» fino a quando il tasto non viene rilasciato, e solo dopo comincerà il periodo di Decay. Ad ogni modo consigliamo di rivedere l'articolo sul Generatore di Funzione.

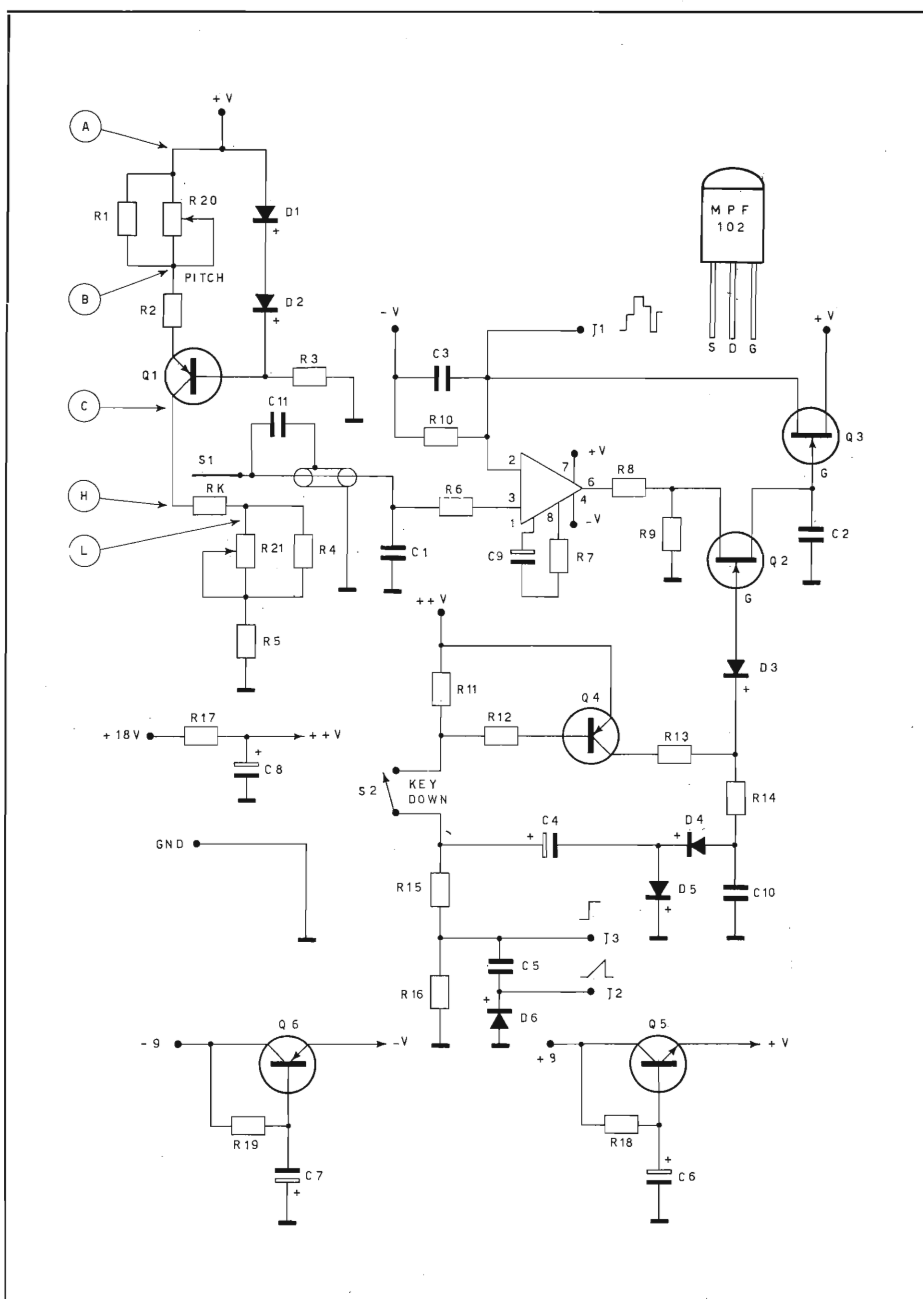



Fig. 6 - Schema elettrico della tastiera controlli.

ELENCO DEI COMPONENTI

R1	=	1,8 kΩ
R2	=	270 Ω
R3	=	2,7 kΩ
R4	=	270 Ω
R5	=	270 Ω
R6	=	100 kΩ
R7	=	82 kΩ
R8	=	68 kΩ
R9	=	82 kΩ
R10	=	15 kΩ
R11	=	2,2 kΩ
R12	=	100 kΩ
R13	=	33 kΩ
R14	=	6,8 kΩ
R15	=	10 kΩ
R16	=	10 kΩ
R17	=	680 Ω
R18	=	680 Ω
R19	=	680 Ω
R20	=	poten. 1 kΩ
R21	=	1 kΩ trimmer
C1	=	0,1 μF
C2	=	0,1 μF
C3	=	0,001 μF
C4	=	2,2 μF 16 V elett.
C5	=	0,01 μF
C6	=	30 μF 10 V elett.
C7	=	30 μF 10 V elett.
C8	=	30 μF 15 V elett.
C9	=	100 pF
C10	=	0,01 μF
C11	=	0,01 μF
S1	=	contatto di chiusura del tasto
S2	=	contatto di chiusura della tastiera
D1-D2-D3-D4-D5-D6	=	diodi IN914
Q1-Q4-Q6	=	BC 308
Q2-Q3	=	MPF 102
Q5	=	BC 238
IC1	=	MA 748
J1-J2-J3	=	prese jack

La seconda uscita di Trigger è invece un impulso di breve durata che sale a + 5 —7,5 V quando premete un tasto, per poi automaticamente, tornare subito a zero. Ciò anche continuando a tenere premuto il tasto. Per ottenere un altro impulso occorre sempre rilasciare il tasto, prima di premere un altro. Tale impulso serve anche per azionare il Gen. di Funzione, ma questo non avrà più il tempo di «Sustain», dando così in uscita un inviluppo di tipo «Attack-Decay» o «Attack-Release-Decay» se usate il modulo ADSR.

Molti degli effetti sonori possibili con la nostra attrezzatura richiedono una tecnica che sfrutta la fine del gradino di trigger (cioè quando si rilascia il tasto) per dare inizio alla fase di Decay che può interessare sia il V.C.A. che i V.C.F. Ora, questa manipolazione è possibile solo se esiste qualche mezzo per memorizzare per qualche tempo la nota che si aveva quando il tasto era premuto: altrimenti, appena si rilascia il tasto suddetto non ci sarebbe più alcuna tensione di controllo per il V.C.O. e questo, pilotato da una tensione nulla, andrebbe automaticamente a zero, e nessun suono si udirebbe più in uscita. A questo inconveniente ovvia il circuito campionatore, il «Semper-Hold».

Esso costituisce quella parte dei circuiti di controllo che lavora come una memoria analogica a breve termine. Ogni volta che premete un tasto il campionatore registrerà la tensione prelevata sul partitore e la memorizzerà. Non appena il tasto verrà rilasciato, tale tensione, questa volta finita al V.C.O. direttamente dal campionatore, sarà presente, immutata, all'uscita JI rimanendo stabile per più di trenta secondi (il tempo di memorizzazione dipende dalle caratteristiche del FET, dalle dispersioni dei diodi, da come si sono saldati i semiconduttori stessi: a questo proposito raccomandiamo di usare molta attenzione nel montaggio adoperando come C2 un condensatore molto buono). Non è necessario vantare oltre un tale circuito esso è certamente dei migliori presentato in tale campo e quando lo proverete lo troverete anche più stabile di quando non crediate. E, ad ogni modo, un minimo di 20 secondi come Background è senz'altro molto più che sufficiente: è anche troppo. Infine, il progetto del sistema di controllo prevede che ci sia un partitore tale da fornire dei gradini di tensione, atti a pilotare il V.C.O., corrispondenti a ciascun tasto. Tre ottave, ovviamente, non sono tutta la capacità musicale del V.C.O. che è ottimamente lineare tra 20 Hz e 7.500 Hz. Voi potrete sfruttare ampiamente questa gamma di frequenza duplicando la tensione fornita da JI e variando il Pitch (figura 4).

DUPLICAZIONE

Il controllo di Pitch fa, in ogni modo, variare la gamma di tensione della tastiera fra quattro ottave complessive. R20 può inoltre servire, anzi, serve, per accordare il vostro strumento e, questa la possibilità, voi lo potrete accordare non solo in LA (LA orchestrale 440 Hz), ma in qualsiasi altro semitono e tono. Potrete usare R20 anche per aggiungere un Glissato manuale o un tremolo lentissimo alla nota. Basta che voi ruotiate debitamente la manopola di comando di R20.

Se usate come partitore, quello che vi presentiamo su questa rivista, premendo due tasti contemporaneamente si udrà una nota intermedia, non sempre accordata. Ovviamente il V.C.O., essendo pilotato da una sola tensione controllo (o da una somma di queste) non potrà mai fornire contemporaneamente due frequenze diverse. Meno ovvio è il fatto della non-esclusione di una nota da parte di un'altra. Ma ciò deriva essenzialmente dal progetto di

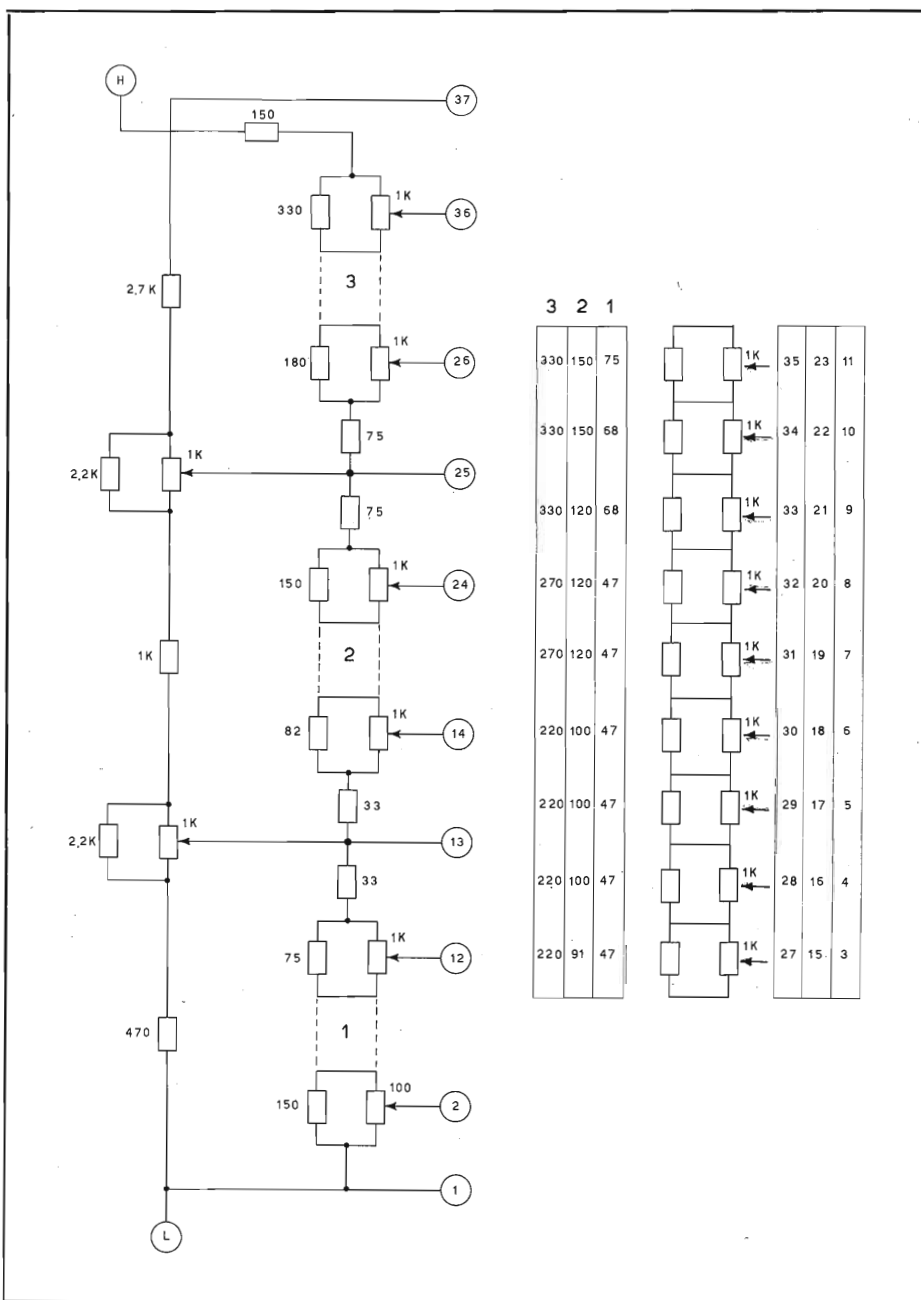



Fig. 7 - Schema elettrico del partitore.

un partitore che sia facile da accordare e non dia problemi di taratura o di ricerca nei componenti. Ad ogni modo qualsiasi altro tipo di partitore va bene, purché disponga di 35 regolazioni come il partitore da noi presentato. Tra l'altro potrete, usandolo, creare moltissime e interessanti melodie su scale non cromatiche, semplicemente premendo due tasti (o più) contemporaneamente.

USO DEI CONTROLLI

Tasti: premendo un tasto qualsiasi appare una tensione a gradino su JI, funzione della taratura di R21 e dei trimmer, e funzione della posizione di R20.

Pitch (R20): tale potenziometro permette, come già spiegato, di accordare lo strumento, facendo aumentare o diminuire i potenziali ai capi del partitore.

Stop: l'uscita J3 fornisce un gradino di tensione (7,5-8,8 V positivi) che rimane tale finché il tasto è tenuto premuto (fig. 5-A).

Pulse: l'uscita J2 fornisce un impulso di breve durata che ha un picco di circa 6,5-7,5 V e che si resetta solo rilasciando il tasto prima di premere un altro (fig. 5-B).

SCHEMA ELETTRICO

Detto in poche parole, i controlli della tastiera non costituiscono altro che un partitore di tensione, con degli interruttori comandati dai tasti, per poter prelevare le tensioni stabilite ai capi della resistenza totale RK che ogni volta si ha.

Il tutto diviene un pò più complesso con l'aggiunta del Campionatore che apporta la sua funzione di memoria analogica. Quindi potremmo dividere il nostro schema in: partitore e sorgente di corrente costante, circuiti di trigger e circuito campionatore. La sorgente di corrente costante è un circuito standard che si avvale della funzione di QI, polarizzato sulla base con una tensione di riferimento dovuta alla caduta sui diodi D1 e D2 posti in serie. Ovviamente R20 muta la controreazione in corrente continua e così regola l'uscita, il flusso della corrente che attraversa QI. Tale corrente alimenta il partitore, la cui configurazione è illustrata a parte, mentre come schema generale esso può essere considerato come una resistenza Rk, ai capi della quale ci sarà quella differenza di potenziale che avrete regolato seguendo le istruzioni di taratura.

Analizzando più in profondo il partitore che vi presentiamo, osservate come esso sia in pratica una rete di serie e di paralleli di resistenze e trimmer (tutti da 1 kΩ tranne R1 che è da 100 Ω). Siccome la scala delle singole cadute di potenziale, atte a comandare linearmente il V.C.O. deve essere esponenziale, per ovviare ad una taratura altrimenti tremenda, i valori dei resistori sono calcolati in modo che il salto fra un tasto e quello che lo segue sia circa 1,059 volte più grande di quello fra lo stesso tasto e quello che lo precede. Questo per riferirci al discorso da noi aperto parlando della taratura del V.C.O. (vedi articolo riguardante). Ovviamente ci sono i margini di tolleranza delle reti di resistenze: per eludere ciò ci sono, allo scopo, i trimmer R40 e R42 corrispondenti ai due DO intermedi, tali da avere un raggio di azione da sei a otto semitoni.

Gli altri trimmer hanno un raggio di azione di circa un semitono. Associati ad ogni tasto, ci sono poi due tipi di contatti. Il primo gruppo di contatti serve a prelevare dal partitore quella tensione che corrisponde alla nota scelta, e applica tale tensione al punto «E» dello schema elettrico. Il secondo gruppo di contatti è in pra-

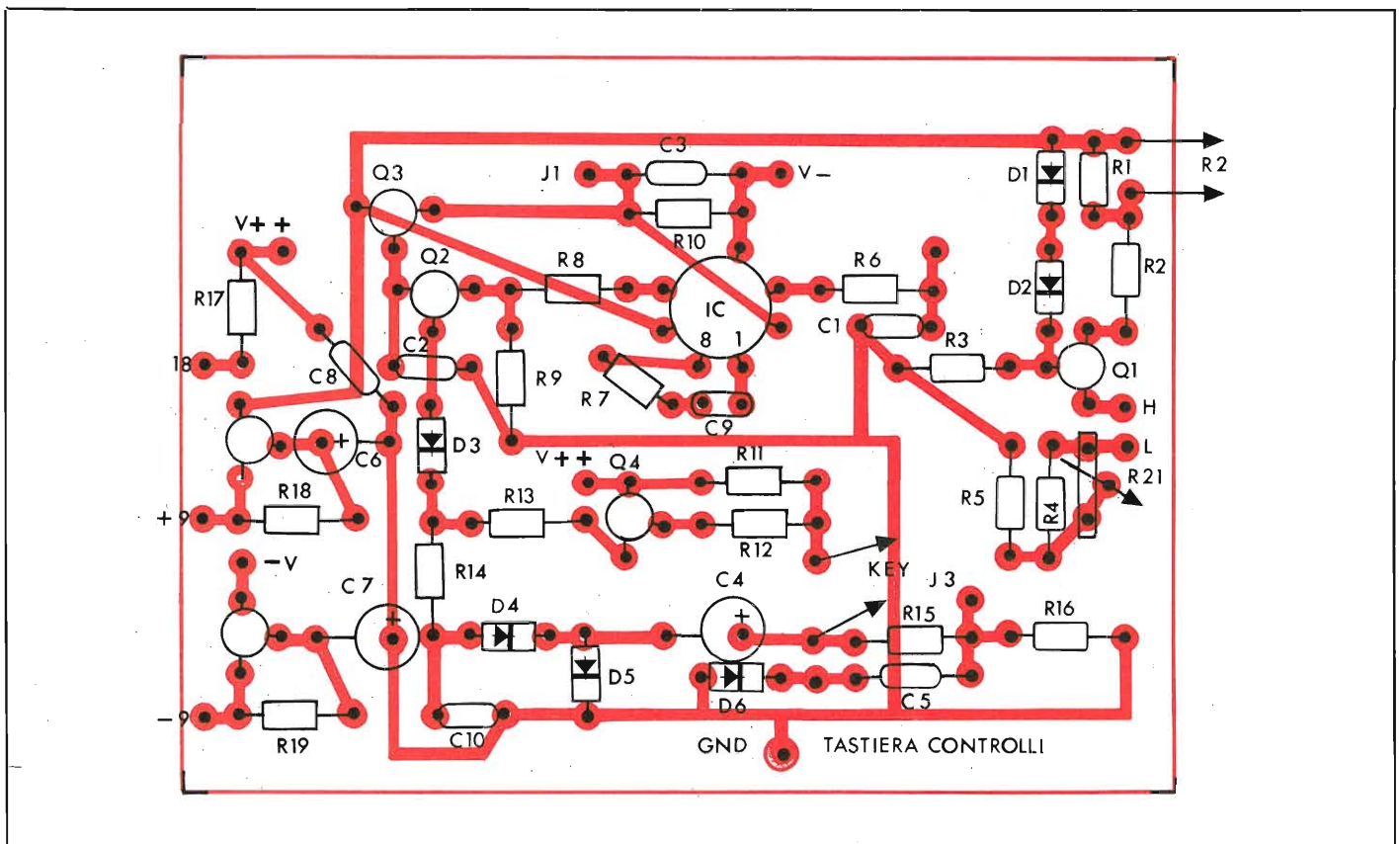



Fig. 8 - Serigrafia del circuito stampato della tastiera controlli in scala 1 : 1.

tica comune a tutti i tasti, e può considerarsi a tutti gli effetti come un interruttore che si chiude ogni volta che si preme un tasto.

Esso è denominato «Key Down», ed ha varie funzioni di start, sia per i trigger che per il campionatore, dato che è proprio il Key Down che obbliga tale circuito a memorizzare la tensione campione prelevata dal partitore. Quando si preme un tasto qualsiasi per prima cosa si chiude l'interruttore su Rk, che preleva dal partitore la tensione corrispondente al suddetto tasto. Tale tensione viene applicata a CI che è semplicemente un condensatore di integrazione che Bj passa qualsiasi rumore prodotto da contatti sporchi o ossidati. Quindi a ciò segue la chiusura del Key Down, interruttore comune ad ogni tasto, e tale chiusura presuppone che accadano alcune cose. Innanzitutto, comincia a fluire, attraverso R11 R15 e R16 una corrente che, ovviamente, provoca, ai capi di dette resistenze, una caduta di tensione. Ciò è importante per ciò che riguarda R16, perché è proprio ai suoi capi che viene prelevata la tensione «step» di trigger che va poi al jack J3.Tale gradino, caricandosi C5, passa attraverso di esso e appare, ovviamente per un attimo, su J2, che è appunto l'uscita «Pulse» di trigger. Il diodo D6 serve ad eliminare, bj-passandolo a massa l'impulso negativo che dà C5 quando il tasto viene rilasciato e il Key Down si apre. Il medesimo flusso di corrente, attraverso R11, causa una caduta di tensione ai capi di questa, e la tensione così presente al punto G, applicata tramite R12 alla base di Q4 mette tale transistore in conduzione. Con Q4 che conduce, una corrente può allora scorrere attraverso R13, R14, D4 e D5 e scaricarsi a massa. Ma tale flusso di corrente porta il punto di giunzione fra R13 e R14 ad un potenziale che è sufficiente ad assicurarci che il transistore ad effetto di campo (FET) Q2 entri in conduzione (fra Drain e Source). Di tale FET parleremo in seguito: per ora è sufficiente dire che la stessa caduta di tensione ai capi di R15 e R16 fa si che C4 si carichi attraverso D5, polarizzato direttamente, e ciò verrà chiaro adesso.

Ecco infatti che entra in gioco il circuito campionatore (Sample-Hold); tale circuito si può pensare come la fusione di due stadi: un comparatore ICI ed un interruttore elettronico (Q2) collegato ad un altro FET in configurazione di «Source Follower». Tale FET Q3 viene sfruttato per la

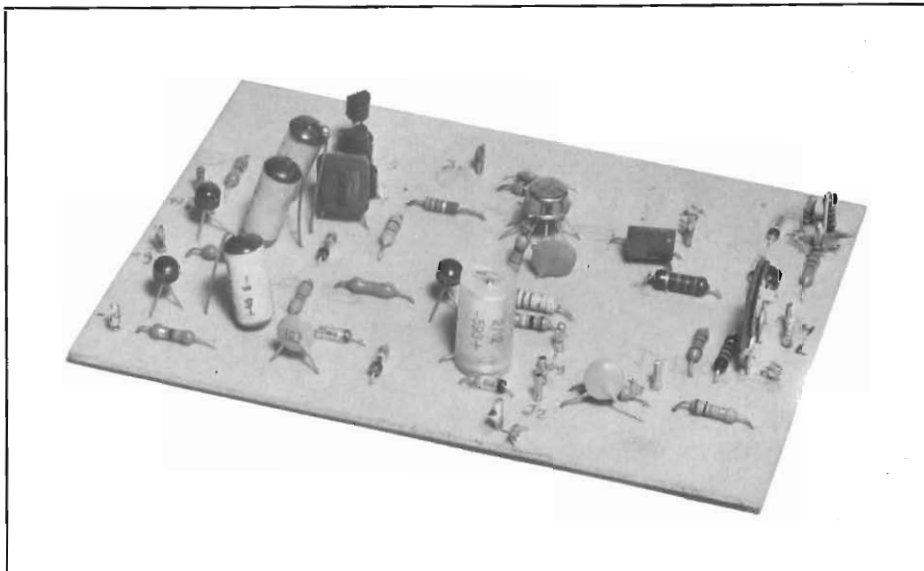



Fig. 8/A - Prototipo della tastiera controlli a realizzazione ultimata.

sua altissima impedenza di gate per cui il condensatore di campionatura (C2) può difficilmente scaricarsi attraverso Q3 stesso, mantenendo così inalterata per un notevole lasso di tempo la sua carica campione. Il comparatore, in ogni momento, lavora tenendo presente la tensione di riferimento che gli arriva da Rk in modo da portare al medesimo potenziale l'ingresso invertente dell'integrato (piedino 2). Lo stato iniziale di tale comparatore non ha alcuna influenza sull'andamento successivo del funzionamento generale, ma soprattutto non influisce sulla carica di C2 e nonché ha effetto sull'uscita del «source follower» Q3 per il quale tale condensatore, con la sua carica, è un ingresso. Tutto ciò finché Q2 non è posto in conduzione.

Ma quando Q2 conduce, il comparatore porta immediatamente il piedino 2 e il piedino 3 allo stesso potenziale, ed il circuito è bilanciato: avremo su JI la stessa tensione che è prelevata dal partitore. Il V.C.O. non subirà slittamenti. Adesso importa sapere che cosa succede quando si rilascia il tasto: ecco dunque che Q4 non conduce più, il che interrompe il flusso di corrente attraverso D4 e D5. Contemporaneamente il polo positivo di C4 può finalmente tramite R15 e

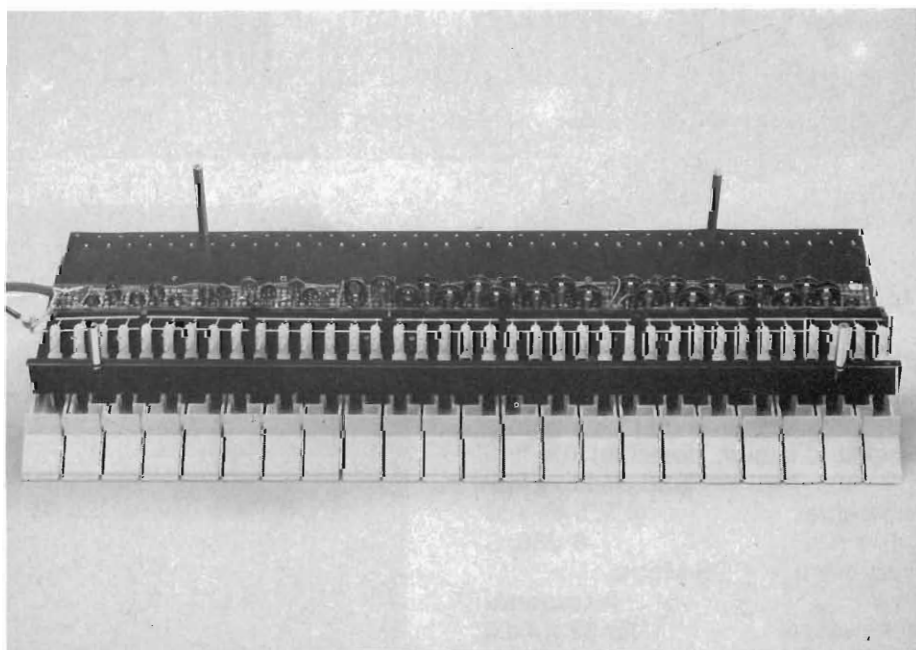



Fig. 9 - Metodo di cablaggio dei trimmer e contatti della tastiera del sintetizzatore.

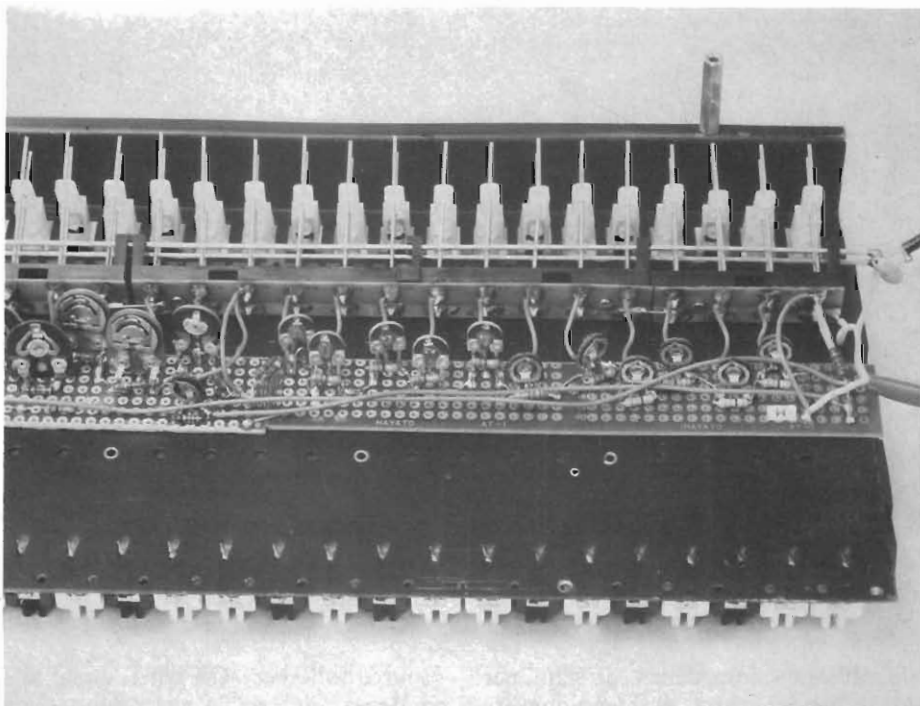
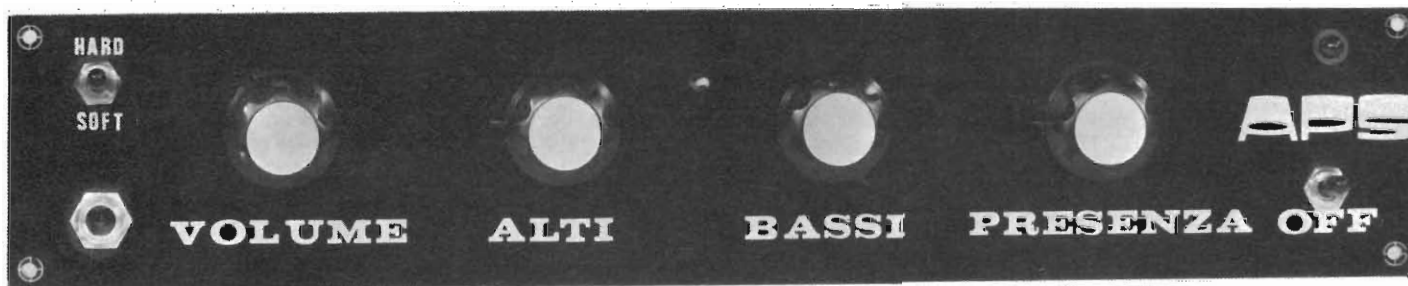



Fig. 10 - Particolare di montaggio della tastiera.

R16, andare a massa. Ma ecco allora che il suo polo negativo adesso (e solo adesso) è collegato a C10 tramite D4, che è, in queste condizioni, polarizzato direttamente. Ecco quindi che la carica che era su C4 viene trasferita su C10, il cui terminale collegato a R14 viene ora a trovarsi ad un potenziale di circa 15 V negativi rispetto a massa. Questa tensione fortemente negativa, tramite R14 e D3, che è polarizzato direttamente, viene applicata al gate di Q2, che quindi si spegne. A questo punto tutti i possibili punti di fuga della carica su C10 sono diodi polarizzati inversamente, transistori in interruzione oppure il gate di Q2, che è però anch'esso polarizzato inversamente: se ne deduce che C10 non può scaricarsi e la sua carica rimane tale — tenendo interdetto Q2 — per un periodo di tempo indefinito. Quando Q2 è interdetto, il condensatore campionatore C2 è anch'esso isolato e non può scaricarsi: ma la tensione che applica al gate di Q3 serve per pilotare tale «source follower» e di fatto la situazione al punto L non cambia, e da JI uscirà invariata la tensione che poi andrà all'entrata di controllo del V.C.O. Infine, Q6 e Q3 sono impiegati come livellatori per filtrare la tensione di alimentazione. Quest'ultima può essere benissimo compresa fra i + 18,5 e i 17,8 V, fra i + 9,4 e gli 8,9 V, e fra i −8,9 e i 9,4 V. Una volta tarato il partitore, essendo costante la corrente fornita da Q1, le tensioni, ai vari contatti del partitore, rimarranno costanti.

Il Kit completo di questo sintetizzatore (mobile escluso) può essere richiesto alla nostra redazione al prezzo di L. 210.000 spese postali comprese.

Preamplificatore professionale per chitarra elettrica

di Federico CANCARINI

Molti sono gli appassionati di elettronica che sanno suonare la chitarra, e magari fanno anche parte di un complesso che sogna di essere «scoperto» da qualche nota casa discografica. Ma il prezzo degli amplificatori li riporta bruscamente alla spiacevole realtà di doversi procurare vari biglietti da «diecimila» per permettersi il lusso di esercitarsi col loro strumento preferito. Di qui alla ovvia conclusione che l'amplificatore conviene costruirlo e, dopo l'inutile tentativo di utilizzare l'amplificatore del giradischi, l'altrettanto inutile ricerca di uno schema adatto. Infatti le case costruttrici di questi sospirati aggeggi si guardano bene dal rendere di dominio pubblico lo schema e i pochi progetti che si vedono ogni tanto sulle riviste contengono spesso errori grossolani. Infatti, destinati a dilettanti, almeno quelli che ho potuto vedere, hanno, ponendo i controlli di tono in posizione centrale, una curva di risposta lineare, mentre l'uscita di un pick-up di chitarra elettrica non lo è affatto. Ma qui conviene aprire una parentesi.

Un amplificatore per chitarra è composto, alimentazione a parte, da tre blocchi fondamentali: preamplificatore, finale e diffusore. Lo stadio finale è facilmente reperibile; infatti deve essere lineare e perciò va bene un qualsiasi stadio finale Hi-Fi della potenza desiderata; anzi, va bene anche se taglia un po' le frequenze più alte (sopra i 10 kHz).

I diffusori presentano già dei problemi, anche se vi sono costruttori di altoparlanti che hanno nei loro listini modelli «per strumenti musicali»; infatti spesso, sulla base di queste indicazioni, il dilettante compra un altoparlante completamente inadatto allo scopo. Un altoparlante per chitarra deve essere a cono rigido, ad alto rendimento e riprodurre fino a 7.000-8.000 Hz. A cono rigido perché importa molto di più l'«aggressività» del suono della percentuale di distorsione. Ad alto rendimento per ricavare la maggior potenza acustica possibile a parità di potenza elettrica; con frequenza di taglio almeno uguale a quella indicata per non perdere le importantissime armoniche superiori, senza le quali il suono diventerebbe «piatto».

E' evidente che non bisogna in alcun caso impiegare altoparlanti a sospensione pneumatica, che sono esattamente l'opposto di quanto descritto. Inoltre la cassa acustica deve essere parzialmente aperta dal lato posteriore; questo riduce il problema delle vibrazioni (è comunque necessaria una costruzione molto solida), ma implica che gli altoparlanti siano adatti a funzionare in aria libera. E' chiaro che non si otterrà una cassa professionale, ma sufficiente per le esigenze a cui è destinata.

Veniamo ora al punto più critico.

IL PREAMPLIFICATORE

Un buon preamplificatore per chitarra deve compensare la curva di risposta del captatore (in cui prevalgono le frequenze basse e sono attenuate le più alte) permettere ampie possibilità di manipolazione della composizione armonica del suono (per ottenere il timbro desiderato) e disporre di una dinamica elevatissima per poter amplificare sia segnali debolissimi (corda appena sfiorata) sia fortissimi (pennata particolarmente energica), naturalmente previa adatta regolazione del volume. Per ottenere un' alta dinamica il controllo di volume deve trovarsi il più possibile vicino all'ingresso in ogni caso prima dei controlli di tono, a scapito del rumore di fondo che sarà piuttosto elevato anche col volume al minimo se si portano al massimo gli acuti: tutto il contrario di un impianto Hi-Fi (d'altronde in una esecuzione musicale il rumore di fondo viene completamente mascherato); è questo il motivo per cui anche gli amplificatori commerciali «soffiano» abbastanza fortemente.

SCHEMA ELETTRICO

Lo schema elettrico del preamplificatore è rappresentato in fig. 1: a prima vista potrà sembrare un po' complesso, ma dopo un'accurata analisi vedremo che in sostanza è abbastanza semplice.

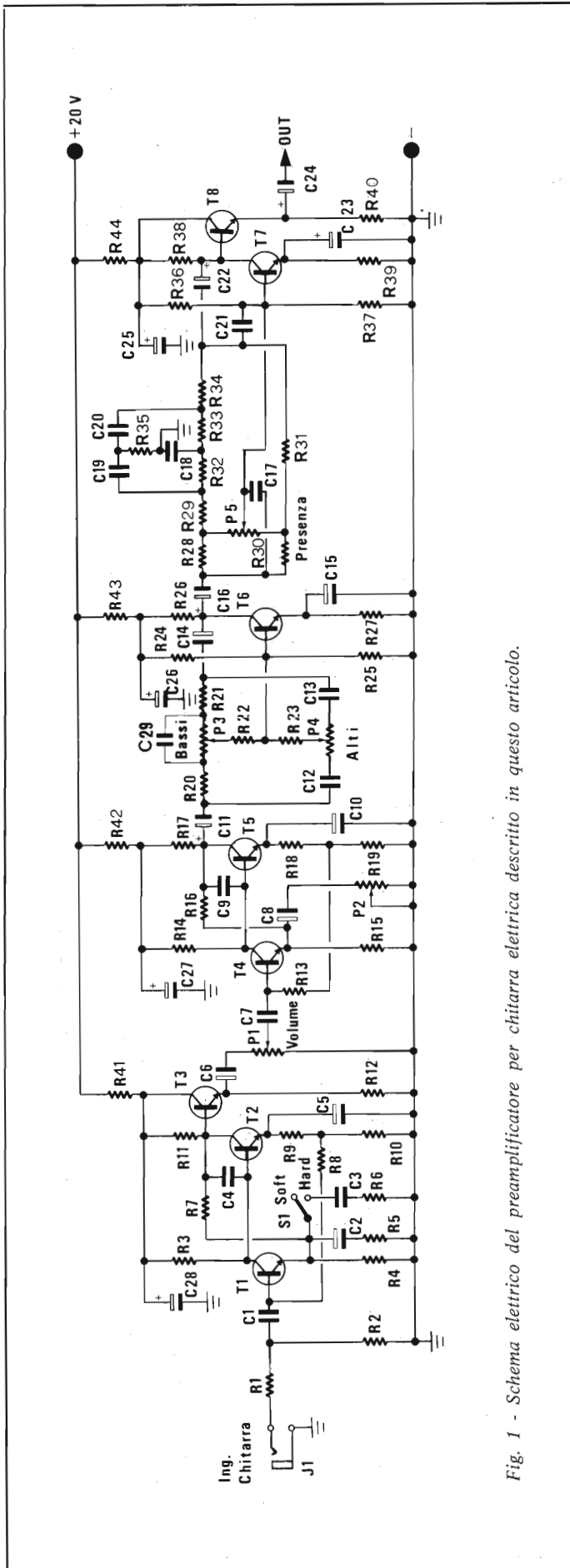



Fig. 1 - Schema elettrico del preamplificatore per chitarra elettrica descritto in questo articolo.

ELENCO COMPONENTI

R1 = resistore da 2,2 kΩ
R2 = resistore da 390 kΩ
R3 = resistore da 120 kΩ
R4 = resistore da 4,7 kΩ
R5 = resistore da 10 kΩ
R6 = resistore da 680 Ω
R7 = resistore da 12 kΩ
R8 = resistore da 150 kΩ
R9 = resistore da 470 Ω
R10 = resistore da 1,2 kΩ
R11 = resistore da 1,8 kΩ
R12 = resistore da 15 kΩ
R13 = resistore da 150 kΩ
R14 = resistore da 120 kΩ
R15 = resistore da 4,7 kΩ
R16 = resistore da 12 kΩ
R17 = resistore da 1,8 kΩ
R18 = resistore da 470 Ω
R19 = resistore da 1,2 kΩ
R20 = resistore da 4,7 kΩ
R21 = resistore da 4,7 kΩ
R22 = resistore da 39 kΩ
R23 = resistore da 5,6 kΩ
R24 = resistore da 180 kΩ
R25 = resistore da 33 kΩ
R26 = resistore da 3,9 kΩ
R27 = resistore da 1 kΩ
R28 = resistore da 22 kΩ
R29 = resistore da 4,7 kΩ
R30 = resistore da 22 kΩ
R31 = resistore da 22 kΩ
R32 = resistore da 6,8 kΩ
R33 = resistore da 6,8 kΩ
R34 = resistore da 4,7 kΩ
R35 = resistore da 3,3 kΩ
R36 = resistore da 180 kΩ
R37 = resistore da 33 kΩ
R38 = resistore da 3,9 kΩ
R39 = resistore da 1 kΩ
R40 = resistore da 15 kΩ
R41 = resistore da 100 Ω
R42 = resistore da 100 Ω
R43 = resistore da 100 Ω
R44 = resistore da 100 Ω
C1 = cond. Mylar 220.000 pF
C2 = cond. elett. 100 μF 16 V
C3 = cond. Mylar 220.000 pF
C4 = cond. ceramico 100 pF
C5 = cond. elett. 220 μF 16 V
C6 = cond. elett. 100 μF 16 V
C7 = cond. Mylar 220.000 pF
C8 = cond. elett. 100 μF 16 V
C9 = cond. ceramico 100 pF
C10 = cond. elett. 220 μF 16 V
C11 = cond. elett. 50 μF 16 V
C12 = cond. ceramico 3.300 pF
C13 = cond. ceramico 3.300 pF
C14 = cond. elett. 50 μF 16 V
C15 = cond. elett. 50 μF 16 V
C16 = cond. elett. 50 μF 16 V
C17 = cond. ceramico 22.000 pF
C18 = cond. ceramico 68.000 pF
C19 = cond. ceramico 33.000 pF
C20 = cond. ceramico 33.000 pF
C21 = cond. ceramico 3.300 pF
C22 = cond. elett. 50 μF 16 V
C23 = cond. elett. 50 μF 16 V
C24 = cond. elett. 100 μF 16 V
C25 = cond. elett. 100 μF 25 V
C26 = cond. elett. 100 μF 25 V
C27 = cond. elett. 100 μF 25 V
C28 = cond. elett. 100 μF 25 V
C29 = cond. ceramico 47.000 pF
P1 = potenziometro log. da 2,2 kΩ
P2 = trimmer da 10.000 Ω
P3 = potenziometro lin. da 100 kΩ
P4 = potenziometro lin. da 100 kΩ
P5 = potenziometro lin. da 47 kΩ
T1-T8 = transistori BC207
S1 = deviatore

I transistori T1, T2 costituiscono il preamplificatore di ingresso, che ha il compito di elevare il livello del segnale fornito dal captatore elettromagnetico; il guadagno di questo stadio è volutamente limitato, per evitare che possa raggiungere la saturazione in presenza di picchi particolarmente elevati.

R1 serve di protezione al transistore T1 in caso di errati collegamenti (forti tensioni in ingresso), mentre R2 ha il compito di ridurre il ronzio di fondo quando il cavo di collegamento è inserito nell'amplificatore ma staccato dalla chitarra (quando il cavo non è inserito nell'amplificatore il contatto ausiliario della presa jack mette a massa l'ingresso eliminando qualsiasi disturbo).

Con S1 aperto la risposta di questo stadio è lineare e si ottiene un suono piuttosto «morbido» (soft); chiudendo S1 si inseriscono C3 e R6 nel circuito di controreazione determinando una forte esaltazione delle armoniche ed un suono più aggressivo, più «duro» (hard). Desiderando regolare questo effetto si può porre un potenziometro da 10 kΩ in serie ad R6. Il transistore T3 è un adattatore di impedenza la cui uscita va al controllo di volume P1, potenziometro da 2,2 kΩ. Perché un valore così basso? Non sarebbe stato più semplice usare un potenziometro da 47 kΩ e fare a meno di T3? Il circuito sarebbe andato ugualmente bene, ma il rumore di fondo generato dallo stadio successivo, costituito da Q4 e Q5, è tanto più forte quanto più alta è l'impedenza che «vede» al suo ingresso; perciò riducendo il valore di P1 si riduce di conseguenza il fruscio di fondo. Ma un valore basso di P1 caricherebbe troppo T2, e di qui la necessità di T3. I transistori T4 e T5 costituiscono il preamplificatore principale, il cui guadagno può essere regolato tramite il trimmer P2 per adattarlo alla sensibilità di ingresso dello stadio finale impiegato (sensibilità ideale = 500 mV 1 V). Dal transistore T5 il segnale giunge al controllo di tono a controreazione costituito dai potenziometri P3, P4, il transistore T6 e «annessi», che permette una ampia regolazione dei bassi e degli acuti, che va ad aggiungersi a quella (generalmente poco efficace) presente sullo strumento. La cosa più importante è che la frequenza centrale del controllo di tono è più bassa di quella di un amplificatore Hi-Fi ed è adeguata alle caratteristiche timbriche della chitarra; se si fosse usato un comune circuito centrato ad 1 kHz il controllo dei bassi avrebbe tagliato anche molte frequenze fondamentali che non devono in alcun caso essere ridotte per non pregiudicare una buona resa acustica. Lo stadio successivo, costituito dal transistore T7, funge di controllo di Presenza ed agisce esaltando la banda di frequenza centrale, quella su cui il controllo di tono non ha effetto. Il risultato è un suono più pieno più «risonante», particolarmente adatto per eseguzioni soliste.

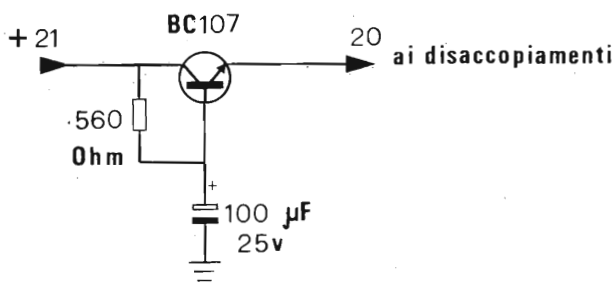



Fig. 2 - Schema elettrico del filtraggio supplementare per eliminare eventuali disturbi.

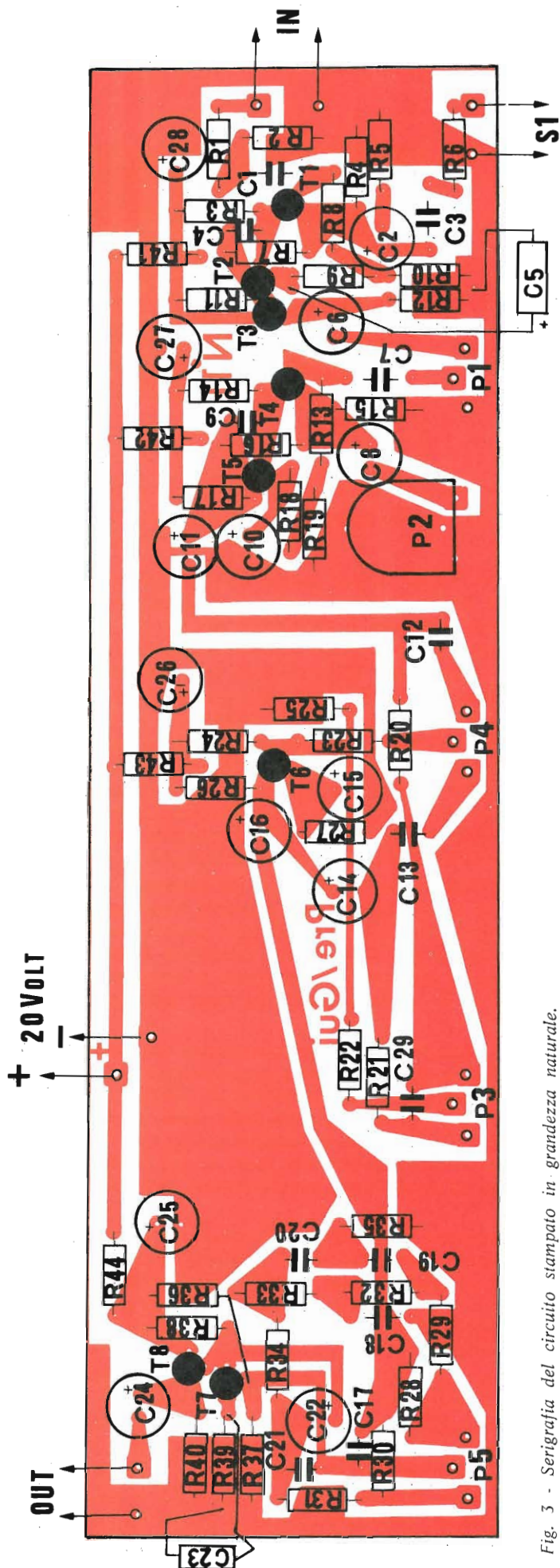



Fig. 3 - Serigrafia del circuito stampato in grandezza naturale.

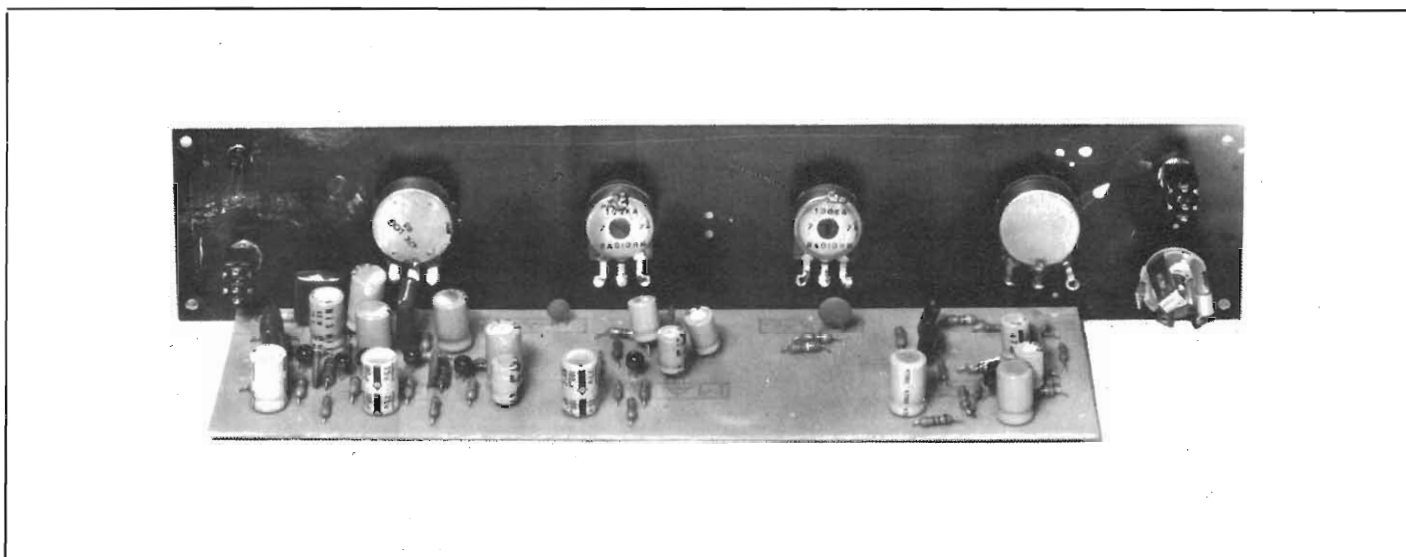



Fig. 4 - Prototipo del preamplificatore per chitarra a realizzazione ultimata.

Questo stadio esegue anche un'altra funzione fondamentale: quello di correggere la risposta dell'intero preamplificatore esaltando le frequenze più elevate e compensando così la progressiva diminuzione dell'ampiezza del segnale proveniente dalla chitarra con l'aumentare della frequenza, dovuta alla massa più piccola delle corde che danno i suoni di frequenza più elevata.

Questa correzione di responso è ottenuta shuntando il circuito a ponte che dà l'effetto di presenza con il condensatore C18. Questo accorgimento aumenta però il guadagno anche a frequenze considerevolmente più elevate, producendo così un aumento del rumore di fondo ed una forte tendenza all'innesco di autoscillazioni.

Il pericolo viene scongiurato introducendo sui singoli stadi una controreazione alle altissime frequenze con C3, C9 e soprattutto C21, il cui effetto è particolarmente marcato. Il transistore T8 è un altro adattatore di impedenza a ripetitore di emettitore che permette di ottenere una bassa impedenza di uscita, in modo da poter pilotare più stadi finali.

Per evitare accoppiamenti indesiderati l'alimentazione di ogni singolo stadio è filtrata separatamente; l'ideale sarebbe di disporre di una alimentatore stabilizzato, soprattutto se i 20 V sono prelevati dallo stadio finale, comunque, dato che il campo di tensioni con le quali il circuito può funzionare è abbastanza vasto, si può semplicemente ricorrere ad un filtraggio supplementare, del tipo illustrato in fig. 2.

Il circuitino di filtraggio è in grado di eliminare qualsiasi ronzio (per i disturbi di carattere impulsivo aggiungere un condensatore da 100.000 pF in parallelo all'elettrolitico), ma, volendo risparmiare, è meglio rinunciare al filtraggio extra e lasciare i disaccoppiamenti R-C sui singoli stadi.

La taratura del trimmer P2 si effettua collegando il preamplificatore al finale prescelto, mettendo al massimo i controlli della chitarra ed il controllo di volume, a zero il controllo di presenza e in posizione centrale quelli di tono; il commutatore di ingresso S1 va posto sulla posizione «Soft». A questo punto si regola P2 in modo che si possa suonare sfiorando appena le corde (o magari soltanto con la mano sinistra, battendo le corde sui tasti) ottenendo un volume accettabile. E' consigliabile non tirare troppo la sensibilità per non dover tenere il controllo di volume troppo basso quando si suona normalmente.

A questo proposito molti credono che la massima potenza si ottenga da un amplificatore con il volume tutto ruotato a destra e si lamentano perché «dopo la metà» corsa del controllo di volume si sente male, tutto distorto».

In realtà la massima potenza si raggiunge quando il suono comincia a distorcere leggermente, indipendentemente dalla posizione di volume: se il segnale sarà debole il controllo si troverà quasi a fine corsa, se sarà forte si troverà a metà, o anche più indietro, ma **oltre al punto dove si comincia a sentire distorsione non bisogna mai andare.** Se ci tenete a vedere la manopola del volume tutta ruotata a destra, diminuite il guadagno con P2, ma così facendo non riuscirete ad ottenere una amplificazione più forte qualora fosse necessaria per ottenere effetti speciali.

Ho notato la pessima abitudine di molti complessi di tenere gli amplificatori costantemente in distorsione, con notevole rischio degli amplificatori stessi e degli altoparlanti, ottenendo per di più un suono decisamente sgradevole, nell'inutile tentativo di avere una maggiore potenza, che evidentemente gli apparecchi non sono in grado di fornire. Infatti è una deplorevole abitudine dei costruttori di questo genere di impianti quella di dichiarare una potenza notevolmente superiore a quella reale, ma tra un 100 W dichiarati e un 50 W effettivi l'unica cosa che suona meglio è il NOME (mi scusino i pochi costruttori seri).

Come finale potete usare uno dei tanti disponibili sul mercato a seconda della potenza desiderata, ottimo è risultato il FINALE INDISTRUTTIBILE da 60 W presentato su questa rivista nel mese di gennaio 1976.

Gli altoparlanti li potete scegliere, ricordandovi i criteri prima elencati, tra i MELODY-CIARE e gli RCF, per citare i più reperibili. Se ci tenete alla durata delle casse, la potenza massima sopportabile di continuo degli altoparlanti deve essere almeno il doppio della potenza massima erogabile dal finale: in questo modo potrete usare tranquillamente anche il distorsore senza rischio per gli altoparlanti.

MONTAGGIO

Grazie all'impiego di un circuito stampato predisposto per l'inserzione diretta dei potenziometri su di esso, il montaggio è ridotto a semplici saldature e al collegamento dei soli cavi di entrata e uscita. Anche per questo circuito valgono le solite raccomandazioni.

Impiegate possibilmente un saldatore di massimi 50 W per non surriscaldare i componenti, sia essi passivi che attivi, poiché è errato pensare che solamente i semiconduttori risentano in modo negativo dell'eccessiva temperatura, poiché anche i condensatori e le resistenze si possono alterare. State attenti a non scambiare tra loro i poli dei condensatori elettrolitici e ricordatevi di saldare i transistori per ultimi dopo aver controllato tutto il montaggio. Ricontrollate per l'ennesima volta la esatta disposizione dei componenti sul circuito stampato e solo quando ne siete sicuri alimentate il tutto.

Ricordatevi di montare il preamplificatore il più lontano possibile dal trasformatore di alimentazione e se ne montate più d'uno nello stesso contenitore abbiate l'accortezza di schermarli tra loro con dell'ottimo lamierino.

Il Kit completo di questo preamplificatore per chitarra può essere richiesto contro assegno alla nostra redazione al prezzo di L. 19.500 spese postali comprese.

Hellesens la pila parlante.

La pila Hellesens dice a quale uso è più adatta.

Lo dice con facili simboli, affiancati da una, due o tre crocette.

Uno, due o tre significano: buono, migliore oppure ottimo.

Basta una rapida occhiata alla pila per scoprire come se ne può ricavare la massima resa.

Enorme successo fra i rivenditori e i consumatori di tutta l'Europa.

La pila Hellesens parlante è ora disponibile anche in Italia.

L'alta qualità Hellesens si è arricchita di un servizio in più a vantaggio di chi la usa.

Per questo motivo la pila Hellesens conserva più a lungo la sua freschezza.

GOOD	X	buono
BETTER	XX	migliore
BEST	XXX	ottimo

Un alimentatore di nuova concezione

di F. SIMONI

Con questo articolo vogliamo rispondere a varie esigenze sempre più sentite da chi opera in una banda radiantistica e cioè in sintesi:

— disporre di una alimentazione ben filtrata e stabilizzata capace di erogare punte anche sensibili (4-5 A) di corrente.

— realizzare una alimentazione di modesto ingombro e peso; atta quindi a venire sistemata con facilità nella stazione e, se occorre, trasportata senza impaccio per il servizio «in barra mobile» altrettanto bene che nel «QTH» fisso.

— ottenere una unità di alimentazione semplice, pratica e sicura, facile da costruire come da controllare e da controllare e verificare come funzionamento.

— avere a disposizione un dispositivo di costo modesto, di facile manutenzione e soprattutto che perdoni una manovra sbagliata come un brusco corto circuito e che permetta di conseguenza dei picchi di erogazione di corrente sensibili anche se protetti (con un fusibile) dai valori eccessivi che può generosamente consentire il dispositivo.

DIMENSIONAMENTO DELL'ALIMENTATORE

Diciamo subito che le prestazioni fin qui elencate non si ottengono con una stabilizzazione elettronica.

Anzitutto il circuito diviene piuttosto complesso se si impiegano stadi di amplificazione a transistori ed un solo errore connesso da mani inesperte può risultare fatale.

La stabilizzazione elettronica d'altra parte è strettamente vincolata alla alimentazione della rete a corrente alternata. Se si desidera una alimentazione per il «barra mobile» è quindi necessario ricorrere ad una soluzione tecnica che preveda un accumulatore.

Per quest'ultimo è ovviamente necesario una alimentazione di rete per la ricarica e, occorrendo, per la cosiddetta alimentazione «in tampone».

Si tratta di due criteri di funzionamento ben distinti per i quali occorre avere le idee chiare. Sono concetti basilari e semplici, alla portata di tutti; tanto più quindi risulta doveroso farli presente anche perché un accumulatore è come funzionamento, abbastanza semplice circuitalmente, ma richiede che se ne conosca la tecnica di tipo elettrochimico.

Vediamo come deve avvenire la ricarica. Quando si «abborda» un accumulatore conviene subito impugnare i puntali di un tester ed, escludendo qualsiasi alimentazione da rete, verificare la tensione ai capi di ogni «elemento». Questa sarà di 1,0 ÷ 1,3 V nel caso di accumulatori al Nichel-Cadmio e di 1,8 ÷ 2,2 V nel caso di tipi al piombo. Il valore inferiore di tensione (1 o 1,8 V) dirà che l'accumulatore è scarico, mentre quello superiore (1,3 o 2,2 V) ci assicurerà che gli elementi sono carichi e pronti ad erogare l'energia accumulata.

Per valori di tensione per elementi intermedi fra quelli citati si disporrà ovviamente di una carica inferiore alla massima realizzabile e si dovrà provvedere alla ricarica completa con una connessione ad un alimentatore di rete (in pratica un trasformatore da 220 V a 12 ÷ 14 V ed un raddrizzatore). La corrente di carica dovrà essere però dimensionata alla capacità dell'accumulatore. Questa è espressa in amper/ora cioè nella quantità di ampere che è possibile erogare moltiplicato per il numero di ore per cui si richiede una alimentazione autonoma.

Poniamo che questo periodo sia di cinque ore, se il nostro apparato consuma in media 1 A, (con 1,5 A in trasmissione ad esempio e 0,5 A in ricezione con il 50% di durata in Tx ed Rx), basteranno 5 amper/ora di capacità. In pratica ne occorreranno di più per avere un margine di sicurezza di qualche ora e per non scaricare del tutto la batteria.

Diciamo che 8-10 Ah all'incirca sono la capacità giusta dato che se si sale verso i 15 Ah si arriva ad un peso scomodo da trasportare e ad un ingombro eccessivo. E' il giusto compromesso.

Con 10 Ah converrà una corrente di carica di 0,5-1 A, (circa un decimo degli Ah), per realizzare quella cosiddetta «carica lenta» di 10-15 ore, che viene raccomandata come la più adatta a mantenere in buone condizioni l'accumulatore.

Fissare la corrente di ricarica è dunque importante sia perché si determina, (in base alla capacità della batteria), il tempo necessario per la ricarica, sia perché si dimensiona in giusta misura la potenza che deve erogare l'alimentazione a c.a. e quindi le sue dimensioni e soprattutto il suo peso.

E poiché il nostro alimentatore, piccolo, compatto, per essere pratico dovrà conglobare l'alimentazione di ricarica, ecco che ci converrà fissare in 10 ore la durata di quest'ultima. Il nostro alimentatore dovrà quindi venire dimensionato per una potenza erogata di circa 15 W e ci basterà un piccolo trasformatore (del tipo cosiddetto «da campanelli») di soli sette-ottocento grammi di peso in tutto.

Questo compromesso escluderà però il cosiddetto «funzionamento in tampone» con il quale, quando non si è in «barra mobile», ma collegati a rete nel «QTH fisso», l'alimentatore di ricarica può fornire in pratica quasi tutta la corrente di alimentazione, mentre l'accumulatore si comporta in pratica solo come un potentissimo condensatore di filtro.

Abbiamo visto infatti che la corrente di ricarica è limitata a 0,8 A e solo in questa misura si potrà ricavare corrente mentre l'alimentatore potrà fornire fino a tre-quattro ampère specie

nei picchi di modulazione e quindi di assorbimento di corrente dall'alimentazione quando si opera in trasmissione.

D'altra parte l'appassionato di CB od il radioamatore non stanno di continuo per quattro-cinque ore all'apparato con il bottone schiacciato in trasmissione. Al massimo consumano uno, due, al limite tre amper/ora di energia e poi intercorre una pausa di almeno cinque o sei ore durante la quale la batteria si ricarica.

Quindi il funzionamento in carica lenta di un ampère massimo va benissimo per il tipo di servizio cui è destinato il nostro alimentatore. Facciamo ora la nostra scelta quanto a tipo di accumulatore.

Sul mercato ve ne sono essenzialmente due tipi: al Nichel-Cadmio ed al Piombo. Il primo è più leggero, più compatto, più costante come tensione durante la scarica e soprattutto una volta scaricato gli elementi non si danneggiano ma restano sempre pronti per venire ricaricati; il costo però è notevole!

Il tipo al piombo invece pesa un po' di più, rende un po' di meno dal punto di vista elettrico e purtroppo si «solfata», (cioè si rovina irrimediabilmente se resta scarico per qualche giorno), ma costa decisamente di meno (circa un quinto) di quello al Nichel-Cadmio.

Non ci possono essere esitazioni quindi; adotteremo il tipo al piombo, (che infatti è più diffuso specie a bordo dei mezzi mobili), ma ci cauteleremo con un particolare di circuito che ci permetterà di mantenere sempre carico il nostro accumulatore.

Basterà lasciarlo a riposo sempre collegato a rete con una corrente di carica molto modesta, (uno o due per cento degli ampèr/ora), come «mantenimento» della carica.

Si eviterà così che l'accumulatore al piombo anche se ricaricato, una volta abbandonato a se stesso per qualche mese, si autoscarichi come appunto avviene in pratica e si rovini irrimediabilmente a causa della reazione chimica di «solfatazione».

Concludendo, le nostre scelte sono così definite come dati tecnici:

— alimentatore composto da accumulatore al piombo da 8-10 Ah in custodia portatile (dotata di maniglia) comprensiva di un piccolo carica-batteria.
— peso complessivo 4-6 kg.
— dimensioni circa 20x12x15 cm.
— corrente massima erogabile a 12 V 3 A continui e 5-6 A di punta nei picchi di modulazione
— tensione continua: da 12 a 13 V
— durata media di utilizzazione senza ricarica per un ricetrasmettitore di 5-15 watt di potenza: circa 5-8 ore
— tempo di ricarica massimo: circa 12 ore
— dispositivo di limitazione della corrente di carica per una corrente «di mantenimento» di circa 50 mA con un consumo continuo da rete di circa 5 W.

Vediamo ora come possiamo tracciare lo schema elettrico, dopo che si sono viste le prestazioni, i compromessi tecnico-pratici relativi e le specifiche tecniche definite del nostro alimentatore.

LO SCHEMA ELETTRICO

In pratica il circuito elettrico risulterà semplicissimo come si può vedere dallo schema di fig. 2.

L'accumulatore sarà composto da due sezioni fra di loro disposte in serie, ciascuna da 6 V e da 8-10 Ah.

Un fusibile da 5 A proteggerà l'accumulatore dai più pericolosi corti circuiti accidentali. Si rifletta che un corto circuito può portare ad una erogazione improvvisa di 20-30 A con grave danno per le «piastre» di piombo che compongono ogni elemento. La forte corrente può portare infatti anche a sforzi dinamici che possono incurvare queste piastre ed addirittura metterle così in corto circuito fra loro.

L'alimentatore è molto semplicemente composto da un trasformatore di alimentazione (T) che riduce la tensione di rete dai 220 V ai 12,5 di erogazione al secondario. Segue un ponte di raddrizzamento composto di quattro diodi al silicio che permettono una corrente massima di 2 A.

In serie alla alimentazione, con S chiuso, è disposta una lampadina a bassa tensione, di tipo auto, da 6 V 2 A.

Essa provvede a limitare l'erogazione di corrente di ricarica ed a stabilizzarla.

La lampada L, a freddo, presenta infatti una resistenza relativamente bassa da due a tre volte inferiore ed anche più a quella che si verifica, a caldo, con la corrente nominale di lavoro di 2 A.

Fig. 1 - Un alimentatore in c.c. da 12 Volt per alimentazione di ricetrasmettitori da amatore ed in genere di radioapparatori.

Quando inizia la carica, la tensione dell'accumulatore è di soli 12 Volt ed ai capi di L si localizza quindi una caduta di tensione che fa brillare di luce viva L grazie alla corrente di carica di circa 1 A che viene erogata.

Mano a mano che, caricandosi la batteria, ne sale la tensione, fino a circa 14 V, si riduce invece la tensione ai capi di L e per conseguenza l'illuminazione; riducendosi però con la corrente la resistenza di L, la carica tenderà a mantenersi costante diminuendo mano a mano nel tempo ma solo fino a circa 300 mA a batteria carica.

A questo punto, terminata la ricarica, aprendo l'interruttore S, si inserirà la resistenza R che limiterà la corrente al valore di «mantenimento» di soli 50 mA; la batteria potrà così restare completamente carica, indefinitamente e senza danno sotto tensione, fino al momento in cui verrà utilizzata.

Una corrente di mantenimento più elevata, ad esempio di 200 o 300 mA, provocherebbe invece un eccesso di dissipazione all'interno della batteria e la conseguente rapida evaporazione dell'elettrolita; una tale corrente danneggerebbe quindi la batteria riducendo tra l'altro gli ampèr/ora di capacità.

Tutto qui. Il circuito, come si vede, è semplicissimo e di realizzazione quasi immediata anche da parte dei meno preparati. Ad ogni buon conto nel circuito di rete a 220 V si è ritenuto opportuno inserire un fusibile da 200 mA anche se il trasformatore T poco sfruttato e protetto dall'altro fusibile da 5 A oltre che dalla lampada L, ha ben poco da temere quanto a sovraccarichi e ad eccessi di temperatura.

LA REALIZZAZIONE

L'alimentatore qui descritto ha un valore pratico fuori del comune: può venire trasportato con tutta facilità. E' essenziale quindi la cassettina in legno che lo contiene.

In essa è previsto, come si può notare, uno scomparto per le batterie ed un'altro ove sono sistemati i restanti componenti.

La parte anteriore fa da supporto ai morsetti nero e rosso destinati al terminale per il polo negativo e positivo ed al portafusibile di protezione della batteria. Una spia permette inoltre di rilevare, dalla luminosità di L, lo stato della ricarica della batteria.

L'interruttore S è stato montato all'interno su di una squadretta ed i terminali della resistenza sono stati saldati ai capi di questo interruttore. La cassettina è dotata di un coperchio disinseribile per agevolare le operazioni di ricarica.

Se questa viene infatti eseguita a fondo, con S chiuso in modo da cortocircuitare R, e partendo dai 12 V corrispondenti a batteria quasi scarica, conviene svitare i tappi relativi ai vari elementi per favorire l'eliminazione di un minimo di evaporazione dell'elettrolita per effetto della dissipazione interna dovuta alla ricarica.

Il valore più opportuno di R (dell'ordine di 10 Ω), viene determinato per tentativi fino a portare la corrente di mantenimento a circa 50 ÷ 80 mA.

I tappi di plastica che chiudono i vari elementi delle batterie li rendono quasi ermetici; diciamo quasi perché debbono permettere un certo sfiato dei vapori moderati acidi che si possono liberare.

E' per questo motivo che, a scatola chiusa, ai lati, due aperture permettono la fuoriuscita dei gas.

Ad ogni buon conto è bene che la scatola in legno venga verniciata con due o tre mani di vernice trasparente polimerizzante del tipo «a doppio componente» in modo da impermeabilizzare a dovere il legno ed aumentare la conservazione.

Nelle figure del testo la cassettina figura ancora allo stato grezzo senza verniciatura.

In queste condizioni, se per una posizione accidentale la cassettina venisse adagiata di lato, qualche goccia dell'elettrolita potrebbe uscire dai tappi e corrodere seriamente il legno e compromettere la resistenza dell'assieme.

Va tenuto conto d'altra parte che, anche se questo incidente non si verificasse, a lungo andare un poco di vapore acido, uscendo nell'ambiente, anche in modo quasi inavvertibile, potrebbe ugualmente corrodere il legno, specie del coperchio, là ove i vapori si possono manifestare in modo più concentrato.

Si guadagnerà così in robustezza!

La poca «ferramenta» di fissaggio del coperchio è bene sia robusta e che venga essa pure coperta da una mano di vernice (in pratica risulterà trasparente), per proteggerla dalla ossidazione.

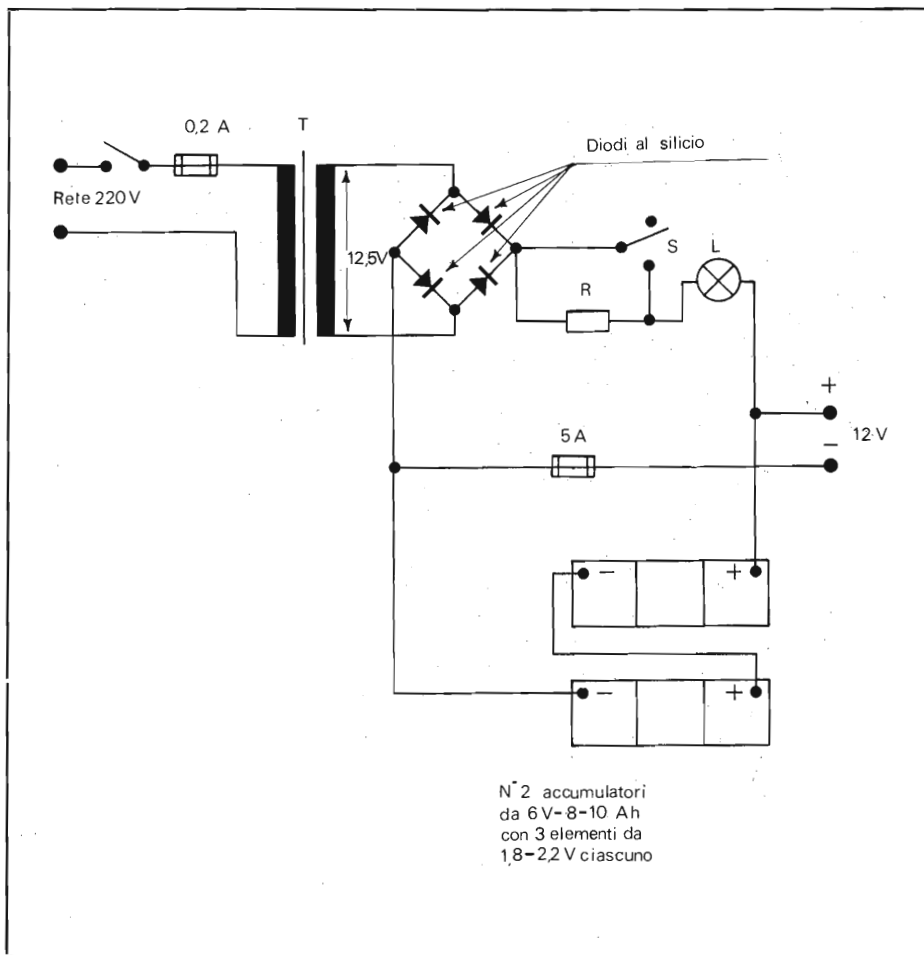



Fig. 2 - Schema elettrico dell'alimentatore.

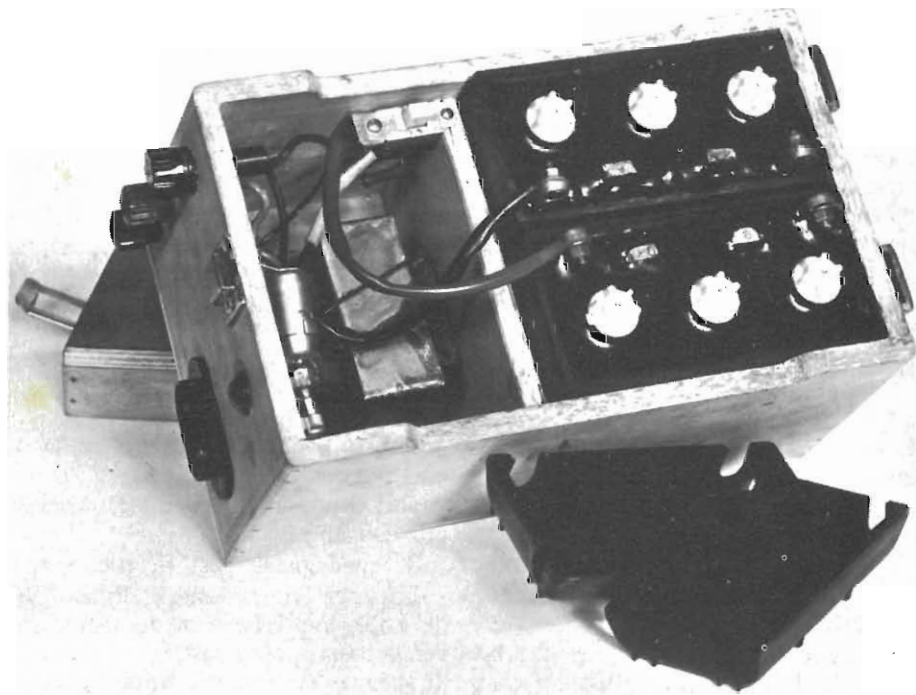



Fig. 3 - Disposizione interna dell'alimentatore. Le due batterie, come si può notare, sono collegate fra loro in serie.

IMPIEGO E MESSA A PUNTO

Abbiamo alimentato con il complesso illustrato nel testo, alcuni apparati con un assorbimento medio da 1 a 1,8 A. Con due batterie da 6 V e 9 Ah ciascuna si è ottenuta una tensione finale di carica di 13 V. Dopo circa quattro ore di lavoro con 1A medio di consumo si è constatato che la tensione era scesa a 12,5 V in tutto. Sono bastate generalmente 6 o 7 ore di ricarica ed in seguito i 50 mA permanenti di «mantenimento» a garantire del perfetto stato di carica della batteria ogni volta che è divenuto necessario impiegarla (in pratica ogni fine settimana).

Il peso complessivo è risultato di 4,8 kg.

Buona norma, dato il funzionamento anche in «barra mobile», è risultata una scorta di due fusibili da 0,2 e 5A fissati ai cavi del circuito con nastro adesivo.

Il cavo di alimentazione da rete, durante il trasporto, è stato arrotolato e fissato sotto il coperchio della scatola.

Nel QTH, permanentemente alimentata da rete, la batteria ha funzionato benissimo fornendo alimentazione anche durante qualche interruzione di erogazione dalla rete a c.a.. Allo scopo è risultato utile collegare anche il circuito relativo ad una serie di tre lampade a 12 V di illuminazione di riserva con relativo interruttore.

Questo alimentatore è stato inoltre sperimentato in un circuito di alimentazione per dispositivo antifurto.

Le sue piccole dimensioni hanno permesso di celarlo con facilità con la sirena di allarme e la piastrina dei circuiti transistorizzati, nel cassetto di una tapparella.

LA MANUTENZIONE

Le batterie al Nickel-Cadmio, specie se di tipo stagno, non richiedono in pratica alcuna manutenzione.

Quelle al piombo invece anche se di modesta capacità, come nel nostro caso, richiedono ogni 4 o 5 mesi la verifica del livello della soluzione di acido. Basta togliere i tappi (6 in tutto, uno per ogni elemento) e controllare se l'elettrolita copre, come livello, il bordo superiore delle piastre.

Se non è così occorrerà «rabboccare» ogni elemento, ma solo con acqua distillata, fino a ripristinare il livello.

Tutto quì! Si dovrà intervenire in pratica una sola volta all'anno. Con questa avvertenza e con la «carica lenta di mantenimento», la batteria potrà durare così quasi indefinitamente perché si troverà a lavorare nelle migliori condizioni.

IL COSTO

A parte sono stati elencati nel testo i componenti necessari alla realizzazione di questo apparato veramente alla portata di tutti, anche dei meno preparati.

Il componente più costoso è senza dubbio l'accumulatore (dalle 7 alle 8.000 lire per ogni sezione di 6 V).

In base alle dimensioni di questo si potrà realizzare, o fare realizzare, la cassettina in legno e verniciarla. In tutto essa potrà costare così dalle 1.500 (con l'autocostruzione) alle 6-7.000 lire.

Il trasformatore non supererà le 1.500-2.000 lire di costo ed altrettanto il resto dei componenti che la GBC ha senz'altro a magazzino.

In tutto quindi dalle 25 alle 30.000 lire di componenti che ci si può procurare anche via via che lo permettono le finanze.

Uso e calcolo degli attenuatori a «T»

seconda parte di Luigi BASSETTI

Nel presente lavoro sono descritti i nomogrammi che permettono il calcolo rapido-approssimativo degli elementi degli attenuatori a «T».

NOMOGRAMMA N. 1

Permette di calcolare i valori delle resistenze degli elementi R_1, R_2 ed R_3 di un attenuatore a «T» simmetrico (Z_1, Z_2 e Z_0) per qualsiasi valore dell'impedenza Z_0 e per l'attenuazione (K) compresa fra 1 e 40 dB.

Esempio

Progettare un attenuatore a «T» per una attenuazione di 20 dB, da inserirsi in un circuito di trasmissione di 500 Ω d'impedenza.

Soluzione

Stabilito sulla scala Z_0, estesa a 10^2, il punto corrispondente al valore di 500 Ω ed in quella delle attenuazioni i punti rispettivamente relativi a 20 dB per R_1, R_2 ed R_3, si congiungano i due punti con una retta che prolungata incontrerà la scala (estesa anch'essa a 10^2) dei valori delle resistenze.

Il punto d'incontro darà il valore cercato.

Nell'esempio sopra menzionato si avrà circa:

$$R_1, R_2 = 410\ \Omega$$
$$R_3 = 100\ \Omega$$

NOMOGRAMMA N. 2

Permette di calcolare direttamente in dB la minima attenuazione possibile di potenza per adattare due circuiti aventi impedenza diversa (Z_1 - Z_2) per qualsiasi valore delle impedenze Z_1 e Z_2 comprese fra 10 Ω e 10 kΩ.

L'uso del nomogramma è chiaramente spiegato nel diagramma chiave.

NOMOGRAMMA N. 3

Permette di calcolare il valore della resistenza dell'elemento R_3 di un attenuatore a «T» del tipo dissimetrico inserito fra impedenze terminali diverse (Z_1 - Z_2), per qualsiasi valore delle impedenze Z_1 e Z_2 comprese fra 10 Ω e 10 kΩ e per l'attenuazione di potenza da 1 a 40 dB.

Esempio

Calcolare il valore della resistenza R_3 di un attenuatore a «T» dissimmetrico con una attenuazione di 20 dB di potenza da inserirsi tra un circuito avente una impedenza di Z_1 = 500 Ω ed un circuito con una impedenza di Z_2 = 200 Ω.

Soluzione

Prima di procedere al calcolo è necessario stabilire se l'attenuazione richiesta risponde al requisito di essere maggiore di quella minima possibile.

Dal nomogramma n. 2, con i dati del problema, si determina tale valore minimo che risulta essere uguale a circa 9 dB.

Si desume quindi che l'attenuatore può essere progettato. Stabilito sulle scale di Z_1 e Z_2 del nomogramma i valori dati, si congiungano con una retta i punti corrispondenti.

Si segnerà sull'asse d'unione il punto d'incontro con tale retta, indi si unirà con un'altra retta tale punto con l'altro corrispondente all'attenuazione in dB voluta, il prolungamento di tale retta incontrerà la scala dei valori della resistenza.

Nell'esempio sopra citato il punto d'incontro darà il valore cercato che risulta essere di circa:

$$R_3 = 64\ \Omega$$

NOMOGRAMMA N. 4

Permette di calcolare i valori delle resistenze degli elementi R_1 ed R_2 di un attenuatore a «T» del tipo dissimmetrico inserito fra impedenze terminali diverse (Z_1 - Z_2), per qualsiasi valore delle impedenze Z_1 e Z_2 e per l'attenuazione di potenza compresa fra 1 e 20 dB.

Per attenuazioni maggiori di 20 dB, si può utilizzare lo stesso nomogramma sul limite di 20 dB, in quanto R_1 e R_2 per qualsiasi valore superiore a 20 dB subiscono variazioni minime del loro valore e comunque inferiori all'approssimazione di lettura del nomogramma stesso.

Esempio

Calcolare il valore delle resistenze R_1 e R_2 di un attenuatore a «T» dissimmetrico avente le stesse caratteristiche di quello contemplato nell'esempio precedente.

Soluzione

Stabilito sulla scala delle Z_1, Z_2 del nomogramma, estesa a 10^2, i punti corrispondenti ai valori di 500 Ω e 200 Ω ed in quella delle attenuazioni il punto corrispondente a 20 dB, si congiungano i punti con una retta (una per Z_1 ed un'altra per Z_2) che prolungate incontreranno l'asse d'unione.

1

R1 R2
Zo
R3
Zo
dB per R_3
dB per R_1R_2
dB per R_3
dB per R_1R_2
R_1, R_2, R_3
Ω
Z_0
Ω
CHIAVE PER T
dB
R1
R2
R3
Zo
Zo
R1
R2
R3
dB
X·10ⁿ
X·10ⁿ

3
R1
R2
Z1
R3
Z2
R3
Z1
dB
Z2
CHIAVE PER T
Z1
R3
dB
Z2

4

R1
R2
Z1
R3
Z2

CHIAVE PER T
R1 e R2
dB
Z1 e Z2
R3
X·10^n
X·10^n

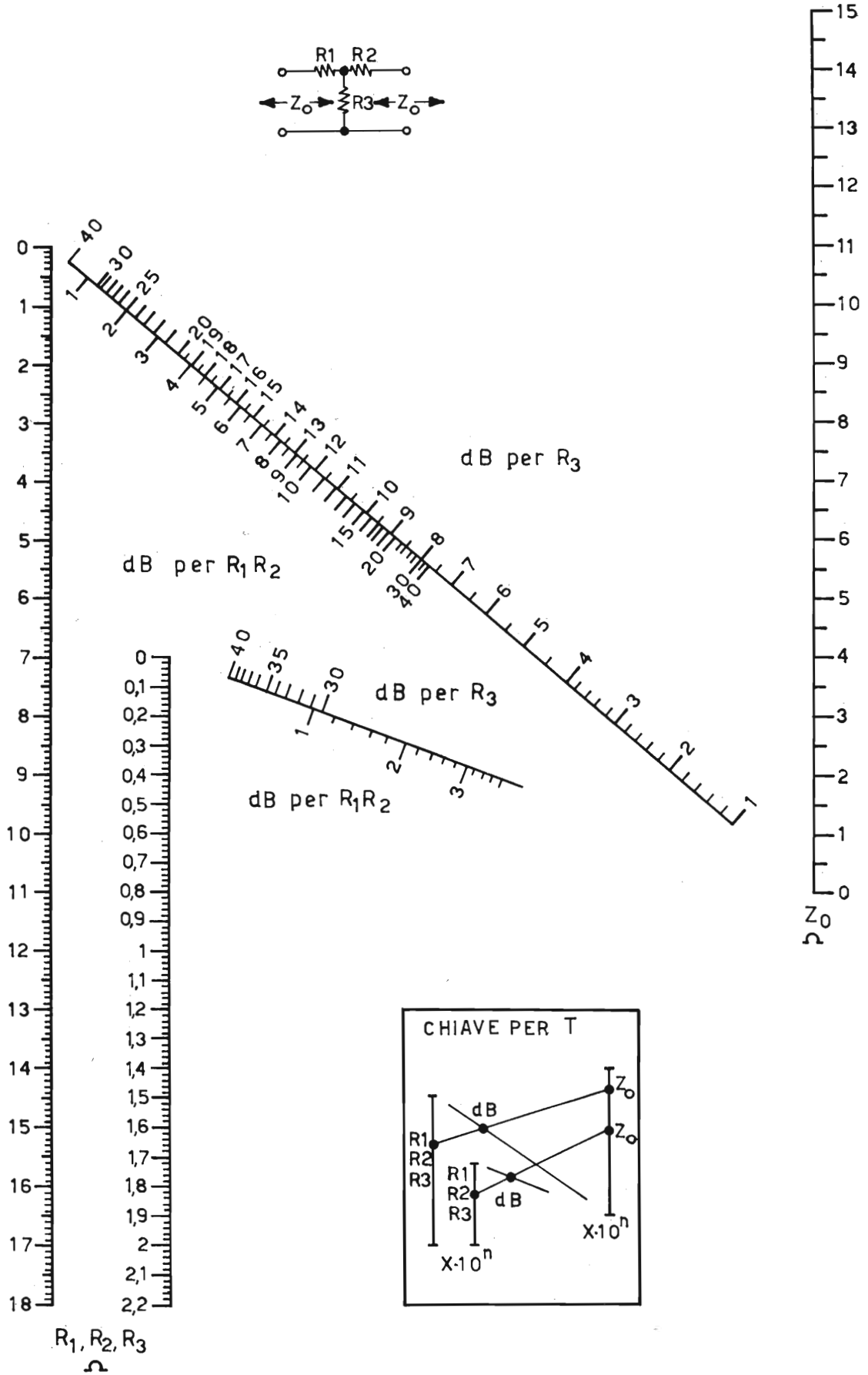
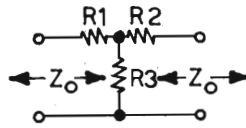
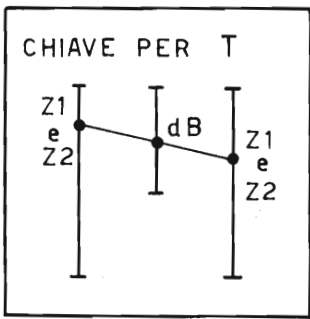
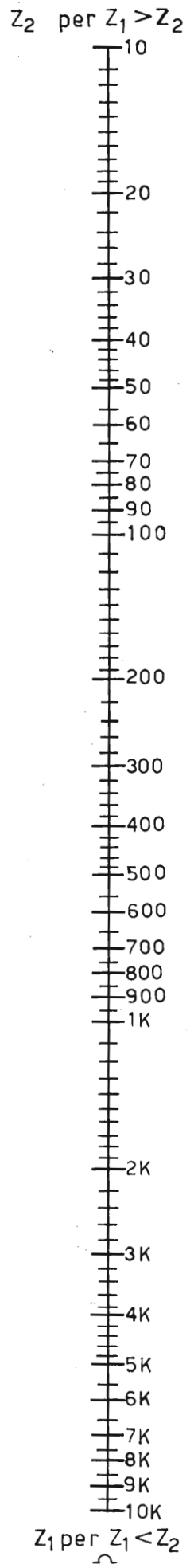
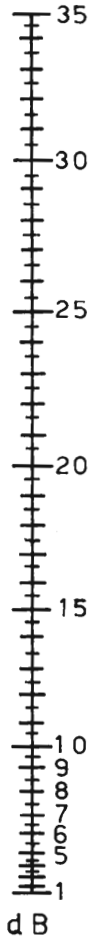
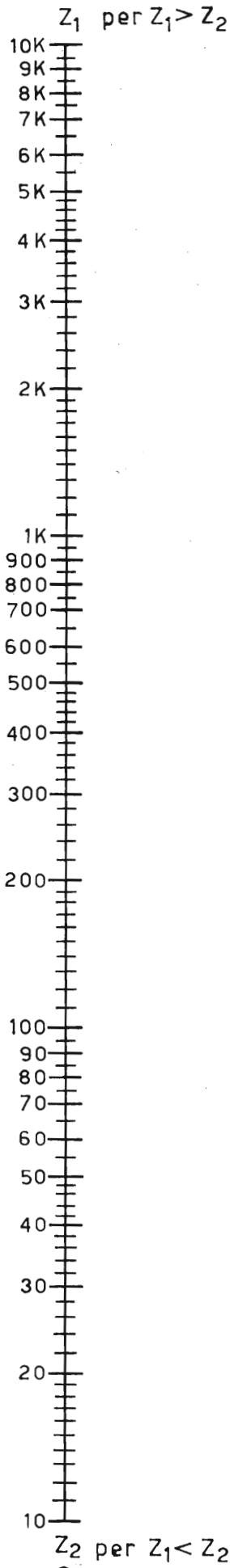
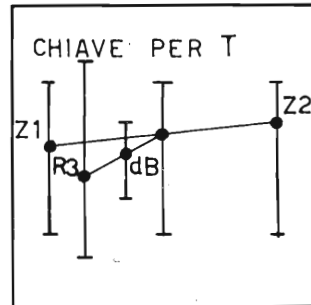
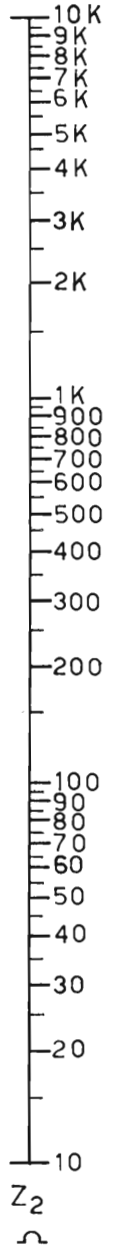
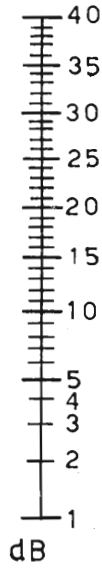
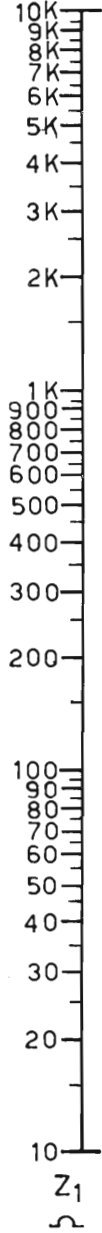
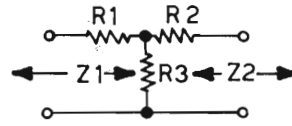
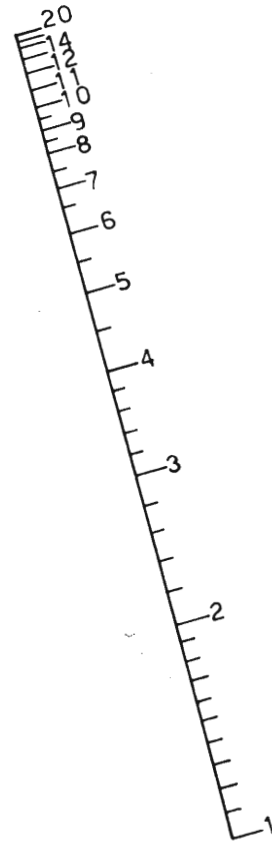
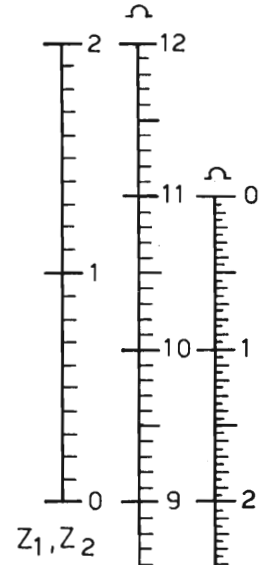
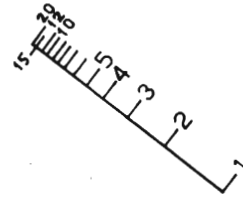
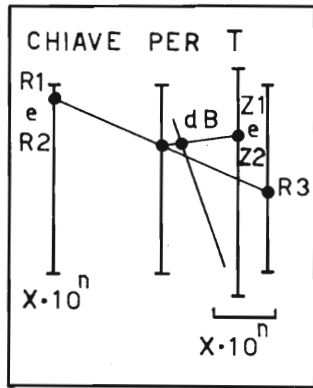
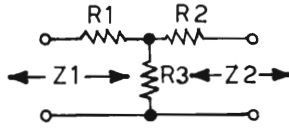
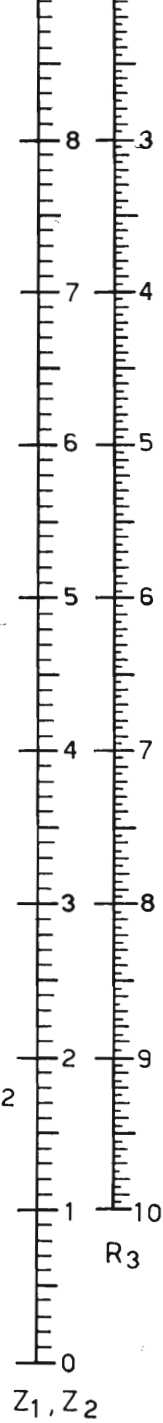
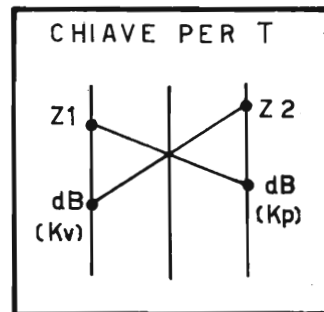
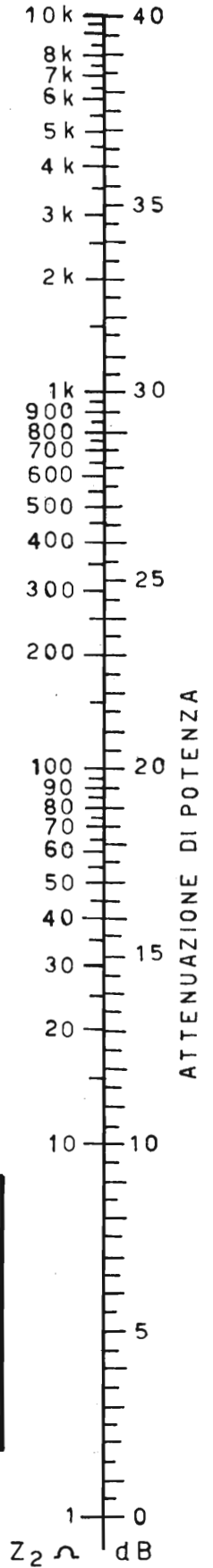
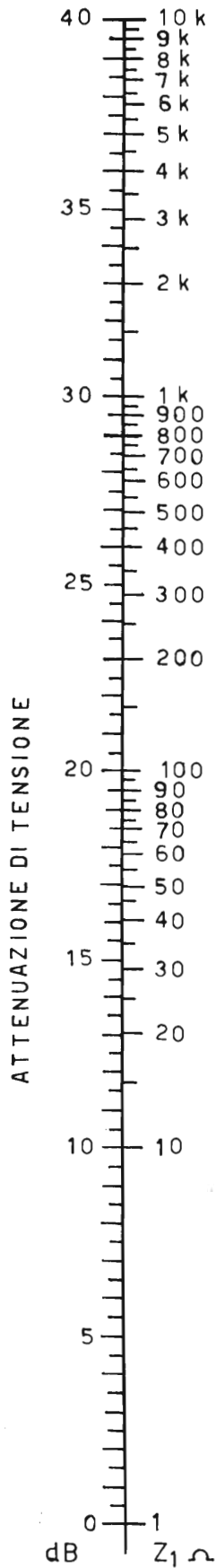
dB per Z1, Z2
Z1, Z2
R3
dB per Z1, Z2
Z1, Z2

R1, R2

10 k 8 k 7 k 6 k 5 k 4 k 3 k 2 k
1 k 900 800 700 600 500 400 300 200
100 90 80 70 60 50 40 30 20 10 1
Z2 Ω

40 35 30 25 20 15 10 5 0
dB

ATTENUAZIONE DI POTENZA

CHIAVE PER T

Z1 Z2
dB (Kv) dB (Kp)

Indi si stabilisce sulla scala R_3, estesa anch'essa a 10^2, il punto corrispondente al suo valore trovato precedentemente, si congiunge tale punto con quelli segnati sull'asse d'unione, i prolungamenti delle due rette incontreranno la scala (estesa anch'essa a 10^2) dei valori delle resistenze.

I punti d'incontro daranno i valori cercati.

Nell'esempio sopra citato si avrà circa:

$$R_1 = 445\ \Omega$$
$$R_2 = 140\ \Omega$$

NOMOGRAMMA N. 5

Consente di calcolare per qualsiasi valore delle impedenze Z_1 e Z_2 comprese fra 1 Ω e 10 kΩ la corrispondenza in dB fra l'attenuazione di TENSIONE e quella di POTENZA.

Tale nomogramma permette quindi di utilizzare quelli n. 3 e n. 4 per il calcolo degli elementi di un attenuatore a «T» dissimmetrico per valori di ATTENUAZIONE DI TENSIONE.

L'uso del nomogramma è chiaramente spiegato nel diagramma chiave.

Esempio

Progettare un attenuatore a «T» dissimmetrico per una attenuazione di 20 dB di tensione, da inserirsi tra un circuito avente una impedenza $Z_1 = 500\ \Omega$ ed un circuito avente $Z_2 = 2000\ \Omega$.

Soluzione

Per il calcolo dei valori degli elementi R_1, R_2, R_3 che compongono l'attenuatore si procede come segue:

1 - Dal nomogramma n. 5 si determina la corrispondenza fra l'attenuazione di tensione e quella di potenza: a 20 dB di tensione corrisponde 26 dB di potenza;

2 - Dal nomogramma n. 2 si controlla la possibilità di calcolo: essendo l'attenuazione data maggiore di quella minima consentita, il calcolo è possibile

$$\text{dB } 26 > \text{dB } 11{,}5$$

3 - Dal nomogramma n. 3 si calcola il valore di R_3 per 26 dB di attenuazione

$$R_3 = 100\ \Omega \text{ circa}$$

4 - Dal nomogramma n. 4, si calcolano i valori di R_1 e R_2 per 26 dB di attenuazione e per R_3 uguale a 100 Ω

$$R_1 = 400\ \Omega$$
$$R_2 = 1900\ \Omega$$

ALTRI ESEMPI SULL'USO DEI NOMOGRAMMI DESCRITTI

Esempio n. 1

Con i dati esposti nell'esempio del nomogramma n 5 si calcoli un attenuatore che attui l'adattamento d'impedenza fra i due circuiti con la minima attenuazione possibile.

Soluzione

1 - Dal nomogramma n. 2 si è visto che la minima attenuazione di potenza è uguale a circa:

$$11{,}5 \text{ dB}$$

2 - Essendo $Z_1 < Z_2$ l'attenuatore sarà del tipo ad «L» con resistenza d'ingresso in derivazione

3 - Dal nomogramma n. 3 si calcola il valore di R_3 per 11,5 dB di attenuazione

$$R_3 = 580\ \Omega$$

4 - Dal nomogramma n. 4 si calcola il valore di R_2 per 11,5 dB di attenuazione e per $R_3 = 580\ \Omega$

$$R_2 = 1700\ \Omega$$

Esempio n. 2

Determinare l'attenuazione di tensione dell'attenuatore calcolato precedentemente.

Soluzione

Dal nomogramma n. 5 si calcola la corrispondenza fra l'attenuazione data e quella di tensione.

A 11,5 dB di potenza corrisponde una attenuazione di tensione di 5,5 dB.

Nota: Per gli esempi 1 e 2 rivedere quanto accennato nella **prima parte** del presente lavoro.

LE PAROLE AFFIDATE ALLE ONDE

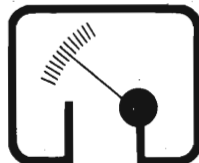
Si chiama «Mayday» (Dì-di-maggio) la più recente ricetrasmittente portatile esposta alla 22a Fiera Internazionale di Imbarcazioni di Londra. Pesante solo 3,5 kg., dotata di batterie di manganese alcalino, può trasmettere fino a 1.600 km. di distanza utilizzando onde medie internazionali. Di notevole utilità l'allarme a due tonalità incorporato che attiva automaticamente i ricevitori d'emergenza e di riserva delle navi mercantili.

SPACE AGE ELECTRONICS LIMITED, *Spalding Hall, Victoria Road, Hendon, Londra NW4 2BE.*

ECCO il nuovo tester

- Formato tascabile (130 x 105 x 35 mm)
- Custodia e gruppo mobile antiurto
- Galvanometro a magnete centrale Angolo di deflessione 110° - Cl. 1,5
- Sensibilità 20 kΩ/V≅ - 50 kΩ/V≅ - 1 MΩ/V≅
- Precisione AV = 2% - AV~ 3%
- VERSIONE USI con iniettore di segnali 1 kHz - 500 MHz il segnale è modulato in fase, ampiezza e frequenza
- Semplicità nell'impiego: 1 commutatore e 1 deviatore
- Componenti tedeschi di alta precisione
- Apparecchi completi di astuccio e puntali

RIPARARE IL TESTER = DO IT YOURSELF

Il primo e l'unico apparecchio sul mercato composto di 4 elementi di semplicissimo assemblaggio (Strumento, pannello, piastra circuito stampato e scatola). In caso di guasto basta un giravite per sostituire il componente difettoso.

MISELCO Snc., - VIA MONTE GRAPPA, 94 - 31050 BARBISANO (TV)

TESTER 20 20 kΩ/V≅
TESTER 20 (USI) 20 kΩ/V≅
V = 100 mV ...1 kV (30 kV) / V~ 10 V ...1 kV
A = 50 µA ...10 A / A~ 3 mA ...10 A
Ω = 0,5Ω ... 10 MΩ / dB - 10 ...+61 / µF 100 nF - 100 µF
Caduta di tensione 50 µA = 100 mV, 10 A = 500 mV

TESTER 50 50 kΩ/V≅
TESTER 50 (USI) 50 kΩ/V≅
V = 150 mV ...1 kV (6 kV - 30 kV)/V~ 10 V ...1 kV (6 kV)
A = 20 µA ...3 A, A ~ 3 mA ...3 A
Ω = 0,5Ω ...10 MΩ / dB - 10 ...+61 / µF 100 nF - 100 µF
Caduta di tensione 20 µA = 150 mV / 3 A = 750 mV

MISELCO IN EUROPA

GERMANIA : Jean Amato - Geretsried
OLANDA : Teragram - Maarn
BELGIO : Arabel - Bruxelles
FRANCIA : Franclair - Paris
SVIZZERA : Buttschardt AG - Basel
AUSTRIA : Franz Krammer - Wien
DANIMARCA
SVEZIA : Dansk Radio - Kopenhagen
NORVEGIA

MISELCO NEL MONDO

Più di 25 importatori e agenti nel mondo

ELECTRONIC 1 MΩ/V≃
ELECTRONIC (USI) 1 MΩ/V≃
V = 3 mV ...1 kV (3 kV - 30 kV), V~ 3 mV ...1 kV (3 kV)
A = 1 µA ...1 A, A~ 1 µA ...1 A
Ω = 0,5Ω ...100 MΩ / dB - 70 ...+61/µF 50 nF ...1000 µF
Caduta di tensione 1 µA - 1 A = 3 mV

ELECTROTESTER 20 kΩ/V≅
per l'elettronico e
per l'elettricista
V = 100 mV ...1 kV (30 kV), V~ 10 V ...1 kV
A = 50 µA ...30 A, A~ 3 mA ...30 A
Ω = 0,5Ω ...1 MΩ / dB - 10 ...+61 / µF 100 nF - 1000 µF
Cercafase & prova circuiti

MISELCO IN ITALIA

LOMBARDIA-TRENTINO : F.lli Dessy - Milano
PIEMONTE : G. Vassallo - Torino
LIGURIA : G. Casiroli - Torino
EMILIA-ROMAGNA- TOSCANA-UMBRIA : Dott Enzo Dall'Olio Firenze
LAZIO : A. Casali - Roma
VENETO : E. Mazzanti - Padova
CAMPANIA-CALABRIA : A. Ricci - Napoli
PUGLIA-LUCANIA : G. Galantino - Bari
MARCHE-ABRUZZO-MOLISE : U. Facciolo - Ancona

Musica... a suon di matematica

Se avete mai tentato di premere i tasti di un pianoforte, oppure se avete ascoltato con serietà un brano musicale, o ancora se siete tentati di battere il tempo col piede ascoltando qualsiasi suono ritenuto, siete predisposti a chiarire su base scientifica quali sono i lati più attraenti della musica. L'articolo che segue vi permetterà di colmare molte lacune.

di LUBI

I concetti logici sui quali la musica si basa sono stati elaborati lungo il corso di migliaia di anni, fino a un sistema di elevata organizzazione, che si basa sulla produzione e sull'ascolto di suoni in funzione di determinate esigenze, rispettando rigorosamente rapporti e armonia. Tuttavia, almeno fino ad oggi, non tutti comprendono perfettamente quali siano i concetti fondamentali sui quali la musica si appoggia.

Il fatto è che quasi tutta la musica che ci è possibile ascoltare, si tratti di musica wagneriana o di un «rock» indiavolato, è tutt'altro che perfetta.

Ciò non ha nulla a che fare con l'acustica ambientale, con la fedeltà delle apparecchiature di registrazione e di riproduzione, oppure con la scarsa musicalità di chi produce o ascolta i suoni.

A molti appassionati di musica può apparire strano il fatto che il pianista preferito, che sembra essere in grado di produrre suoni sublimi con un pianoforte di gran marca, in realtà produce delle «terze» e delle «seste» leggermente crescenti, mentre le «quinte» sono piuttosto calanti. Ciò non può essere assolutamente evitato. Infatti, un pianoforte viene accordato in modo da ottenere proprio questo risultato assurdo.

Una volta che questo concetto sia stato assodato, per quale motivo non si ricorre ad un esperto accordatore, e non si corregge questa situazione? Perché — così facendo — si costringerebbe il pianista ad usare uno strumento munito di oltre cinquecento tasti, anziché i normali ottantotto.

Per capire la base scientifica, e le inevitabili arbitrarietà della musica, vediamo di chiarire almeno i concetti matematici fondamentali che sono alla base della musica. Naturalmente — occorre premetterlo — questo concetto non deve spaventare il Lettore. Sebbene la matematica musicale possa assumere aspetti assai complessi, le nozioni fondamentali sono alla portata di chiunque abbia soltanto una conoscenza rudimentale della semplice aritmetica.

Anche una breve indagine svolta nel campo della matematica della musica può presentare il suo fascino: d'altro canto, nessuno potrà mai ammettere di non aver tratto una certa soddisfazione dallo scoprire che esistono relazioni matematiche ben definite — ad esempio — negli accordi armonici.

Inoltre, può risultare sorprendente apprendere che la dissonanza, sfruttata in modo razionale per ottenere effetti speciali, può rendere la musica più gradevole di quanto essa non risulterebbe se non se ne facesse uso, anche se la dissonanza può sembrare almeno concettualmente un fenomeno sgradevole.

Infine, può risultare persino sconcertante scoprire che il famoso «LA» da concerto che si trova sopra il DO centrale, vale a dire la nota tradizionale di riferimento per le accordature, non ha sempre avuto il valore di frequenza di 440 Hz attualmente adottato.

LA SCALA DIATONICA

Sebbene esista una base matematica distinta per ciascun tipo di musica, dobbiamo ammettere che non esiste nulla di simile al sistema cosiddetto della semplice scala «naturale».

Il sistema della scala musicale adottato nel mondo occidentale appare abbastanza logico; le scale usate invece in altre culture per produrre musica che appare strana ai nostri orecchi, sembra però altrettanto naturale a coloro che praticano appunto tali culture. In ogni caso, la musica si basa sempre su relazioni matematiche.

La nostra scala cosiddetta **diatonica** costituisce il risultato di una intensa sperimentazione che si è verificata attraverso le diverse e successive epoche musicali. Il termine «diatonico» è riferito ad una scala standard maggiore o minore, costituita da otto note, e quindi ad un'ottava.

Per fare un esempio pratico, una scala maggiore diatonica potrebbe essere rappresentata da otto tasti bianchi consecutivi della tastiera di un pianoforte. Se aggiungiamo a queste otto note i cinque semitoni intermedi (costituiti dai tasti neri), otteniamo in tal caso una scala **cromatica.**

Tutte queste tredici note che costituiscono un'ottava completa sono sufficienti per produrre musica di alta qualità? La risposta dipende da che cosa si intende per alta qualità!

Se il concetto è riferito ad un'armonia adeguatamente gradevole, che possa essere creata mediante strumenti fisicamente realizzabili, la risposta è affermativa. Se invece ci si riferisce ad una purezza tonale completa, la risposta è negativa.

E' possibile tuttavia concretare contemporaneamente entrambi i concetti, se si contempla l'impiego simultaneo di strumenti a percussione ed a val-

vola. Il motivo di ciò risulterà chiaro più avanti.

LA VERA SCALA

Per comprendere per quale motivo siamo costretti ad usare una scala che costituisce un compromesso piuttosto inesatto, è necessario partire dalle considerazioni relative ad una vera scala.

Come esempio adatto, prendiamo in considerazione la scala del DO maggiore, che ha inizio con il DO centrale del pianoforte:

DO, RE, MI, FA, SOL, LA SI, DO[1]

Queste note corrispondono alle sigle adottate in linea di massima nei paesi anglosassoni, disposti nella sequenza qui sotto riprodotta:

C, D, E, F, G, A, B, C[1]

Il LA che si trova al di sopra del DO centrale venne scelto molto tempo fa come nota fondamentale per l'accordatura degli strumenti musicali. Riferendoci alle frequenze di vibrazione della nota fondamentale LA, quest'ultima ha svolto diversi ruoli attraverso l'intera storia musicale.

La frequenza di ciascuna nota musicale venne determinata in un primo tempo da Padre Mersenne (nel 1648), un ecclesiastico francese che si interessava anche di matematica. Durante la sua epoca, il LA a frequenza più bassa della musica era di 373,7 Hz, mentre la frequenza del LA corrispondente per la musica da camera era di 402,9 Hz. Nel 1751, Haendel fece uso di un LA con la frequenza di 422,5 Hz

Nel 1834, un gruppo di fisici riunitisi a Stoccarda, in Germania, stabilì il valore standard di 440 Hz, ma venticinque anni più tardi in Francia venne legalizzato un LA orchestrale alla frequenza di 435 Hz.

Questa mancanza di uniformità creò naturalmente dei problemi. Ad esempio, gli strumenti costruiti in un Paese non risultavano accordati con quelli fabbricati in altri Paesi. Inoltre, un cantante abituato ad eseguire i brani in una determinata nazione poteva essere costretto a cantare in una chiave che non gli era solita, quando si esibiva con un'orchestra straniera.

Nel 1939 il problema fu alla fine risolto: durante una conferenza internazionale, tenutasi a Londra, venne assegnata al LA che si trova sopra il DO centrale la frequenza definitiva di 440 Hz.

Il termine inglese «pitch», che può definire sia la frequenza esatta, sia il timbro particolare di una nota, può essere interpretato in modo erroneo. In effetti, il cosiddetto «pitch» di una nota suonata o cantata viene riferito ad una frequenza vibratoria del tono fondamentale, anche se non rappresenta un sinonimo di quest'ultima.

Il «pitch», col quale termine si intende anche il **timbro** tipico di un suono, è una caratteristica soggettiva del suono stesso, che dipende non soltanto dalla frequenza di vibrazione, ma anche dall'intensità sonora.

Oltre a ciò, il «pitch» di un suono musicale è riferito ad un suono complesso costituito dalla frequenza fondamentale (come ad esempio quella di 440 Hz per il LA centrale), oltre alle diverse frequenze ad essa correlate, e che prendono il nome di **sovratoni** o di **armoniche.**

Per evitare confusioni, d'ora in avanti ci riferiremo esclusivamente alle frequenze fondamentali, evitando il concetto di «pitch», che è sostanzialmente riferito alla nota, tenendo però conto anche delle caratteristiche del timbro particolare.

Per affrontare con successo le difficoltà che una scala **vera** può imporre ad un musicista, consideriamo ciò che accade quando un esecutore orchestrale decide di passare da una chiave ad un'altra, ad esempio dalla chiave di DO a quella di RE. In riferimento alle frequenze di vibrazione, è necessario procedere alle variazioni precisate nella **Tabella 1.**

Si noti che le quattro note della scala di RE contrassegnate da un asterisco, presentano frequenze che differiscono da quelle delle note corrispondenti nella scala di DO.

Per passare dalla chiave di DO alla chiave di RE, un musicista dovrebbe poter usare uno strumento che contemplasse l'aggiunta di diverse note. Ciò comunque non è tutto.

Altre numerose note risulterebbero necessarie per consentire il passaggio ad altre chiavi ancora. Per complicare le cose, sarebbe necessario disporre di altre note supplementari per le diverse scale minori. Di conseguenza, risulterebbero necessarie almeno settantadue note per ciascuna ottava di uno strumento, per coprire la gamma completa.

Dal momento che il pianoforte dispone normalmente di sette ottave, sarebbero quindi necessari più di cinquecento tasti, il che è ovviamente irrealizzabile.

Gli strumenti del tipo a percussione, come il pianoforte, e quelli invece a «valvola», come gli strumenti a fiato, ne sarebbero mostruosamente trasformati. Per contro gli strumenti a corda, come il violino, nonché la voce umana potrebbero — almeno in teoria — fornire adeguatamente tutte le note necessarie per completare una scala vera.

I CALCOLI DELLE FREQUENZE

Il calcolo della frequenza tonale per qualsiasi scala diatonica costituisce un problema relativamente semplice: ad esempio, la chiave della scala di RE di cui sopra è stata sviluppata in base alla tonica RE (si rammenti che col termine di «tonica» si intende la prima nota, vale a dire la più bassa, di qualsiasi scala) moltiplicandone il valore fondamentale di frequenza (RE = 297 Hz) per i rapporti appropriati per la terza musicale, la quarta, la quinta, ecc. Questi valori sono chiaramente elencati nella **Tabella 2.**

Ad esempio, il rapporto di frequenza di una quinta musicale (vale a dire l'intervallo tra la prima e la quinta nota della scala) corrisponde a 3 : 2. Nella chiave della scala di RE, la nota LA rappresenta appunto una quinta.

Di conseguenza, stabilendo la proporzione:

$$3 : 2 = X : 297$$

e risolvendo l'espressione rispetto ad X, otteniamo approssimativamente il valore di 445 Hz per la frequenza del LA nella chiave della scala di RE.

Gli altri valori possono essere determinati in modo analogo: ovviamente, la nota dell'ottava successiva, RE[1], presenta la frequenza esattamente doppia di quella della tonica RE.

NOTA	Chiave di DO (Hz)	Chiave di RE (Hz)
DO (C)	264	—
RE (D)	297	297
MI (E)	330	334*
FA (F)	352	371*
SOL (G)	396	396
LA (A)	440	445*
SI (B)	495	495
DO[1] (C[1])	528	557*
RE[1] (D[1])	—	594

Tabella 1 - *Ecco cosa accade quando un musicista decide di passare da una chiave ad un'altra, ad esempio dalla chiave di DO alla chiave di RE.*

GLI INTERVALLI MUSICALI

Gli intervalli musicali possono essere di due tipi diversi: in primo luogo, citeremo quelli tra diverse note di una scala e la nota tonica (il DO basso). Questi intervalli vengono definiti con i termini di **terze, quarte, quinte**, ecc. In secondo luogo, esistono gli intervalli tonali rappresentati dalle note adiacenti facenti parte di una scala.

Nella Tabella 2 si può notare che esiste un intervallo di ottava con un rapporto tra le frequenze di 2 : 1, oltre alla presenza di due seste maggiori (rapporto 5 : 3), una sesta minore (rapporto 8 : 5), tre quinte (rapporto 3 : 2), quattro quarte (rapporto 4 : 3), tre terze maggiori (rapporto 5 : 4), e due terze minori (rapporto 6 : 5).

Le differenze tra le categorie maggiore e minore sono piuttosto arbitrarie, ma ciò nonostante sono molto importanti per comprendere la matematica sulla quale si basa la musica.

Ad esempio, se la frequenza della nota MI viene divisa per la frequenza del DO (una «terza»), il semplice rapporto che ne deriva è di 5 : 4. La medesima cosa sussiste per la terza tra il FA e il LA, e per la terza tra il SOL ed il SI.

D'altro canto, le terze tra il SOL e il MI e tra il DO[1] ed il LA comportano un rapporto numericamente più piccolo, e quindi «minore», pari a 6 : 5. La relazione dimensionale risulta più chiara se le frazioni vengono trasformate in forma decimale: in altre parole

$$5 : 4 = 1{,}25$$

mentre

$$6 : 5 = 1{,}20$$

La medesima spiegazione vale nei confronti della differenza che si riscontra fra la sesta maggiore e la sesta minore.

Non abbiamo però trascurato qualcosa? Cosa possiamo stabilire nei confronti della terza tra il RE e il FA? Si tratta di una terza maggiore o di una terza minore? Ebbene, nessuna delle due risposte è esatta, in quanto il rapporto di frequenza tra i valori di 352 e 297 non può essere ulteriormente semplificato. Inoltre, questo intervallo tonale non è significativo dal punto di vista musicale, e ciò seguendo la legge di Pitagora, secondo la quale le relazioni tonali devono essere riducibili ad un semplice rapporto tra numeri interi.

La **Tabella 3** chiarisce come si calcolano questi diversi intervalli. Nella terza riga, la frequenza di ogni nota è divisa per la frequenza della tonica (264). La riga successiva stabilisce i rapporti semplificati, così come sono stati riportati nella Tabella 2.

Alcuni matematici musicisti che non amano le frazioni eliminano queste ultime moltiplicando i valori per un fattore comune, in questo caso 24. Ciò porta alla determinazione delle frequenze relative che costituiscono la quarta riga della tabella. Cosa significano queste cifre? Semplicemente ciò: nel periodo di tempo in cui la tonica DO vibra 24 volte, il RE vibra 27 volte, il MI 30 volte, e così via.

Tabella 2 - *Intervalli musicali e relativo rapporto di frequenza per la scala diatonica. Dal momento che sono costanti, i rapporti di intervallo possono essere sfruttati per stabilire le frequenze relative ad una scala in chiave diversa.*

RAPPORTI DI FREQUENZA DELLA SCALA REALE (CHIAVE DI DO MAGGIORE)									
NOTA	DO	RE	MI	FA	SOL	LA	SI	DO[1]	RE[1]
FREQUENZA (HZ)	264	297	330	352	396	440	495	528	594
RAPPORTO RISPETTO AL DO TONICO	264/264	297/264	330/264	352/264	396/264	440/264	495/264	528/264	594/264
RAPPORTO SEMPLIFICATO	1/1	9/8	5/4	4/3	3/2	5/3	15/8	2/1	9/4
FREQUENZA RELATIVA (RAPPORTO x 24 PER ELIMINARE LE FRAZIONI)	24	27	30	32	36	40	45	48	54
INTERVALLI DI TONO MAGGIORE	9/8			9/8		9/8		9/8	
INTERVALLI DI TONO MAGGIORE		10/9			10/9				
INTERVALLI DI SEMITONO			16/15				16/15		

Tabella 3 - *Rapporti di frequenza tra le note che costituiscono una scala diatonica. Nella quinta riga a partire dall'alto sono riprodotti i valori semplificati della quarta riga, privati dei valori frazionari, in modo da mettere in evidenza le frequenze relative.*

SCALE REALI MAGGIORI E MINORI (CHIAVE DI DO)

NOTE (MAGGIORE)	DO	RE	MI	FA	SOL	LA	SI	DO[1]
NOTA (MINORE)	DO	RE	MI_b	FA	SOL	LA_b	SI_b	DO[1]
FREQUENZA (MAGGIORE)	264	297	330	352	396	440	495	528
FREQUENZA (MINORE)	264	297	316,8	352	396	422,4	475,4	528

INTERVALLI (MAGGIORI)	$\frac{9}{8}$	$\frac{10}{9}$	$\frac{16}{15}$	$\frac{9}{8}$	$\frac{10}{9}$	$\frac{9}{8}$	$\frac{16}{15}$
INTERVALLI (MINORI)	$\frac{9}{8}$	$\frac{16}{15}$	$\frac{10}{9}$	$\frac{9}{8}$	$\frac{16}{5}$	$\frac{9}{8}$	$\frac{10}{9}$

Tabella 4 - *Frequenze ed intervalli di tono per le scale maggiore e minore in chiave di DO: la cosa più interessante consiste nel fatto che i medesimi intervalli si verificano in entrambe le scale, sebbene in ordine differente.*

Dividendo poi le frequenze relative delle note adiacenti, è possibile ottenere i rapporti di intervallo per i toni adiacenti, che costituiscono le ultime tre righe della Tabella 3.

Si noti che esistono tre intervalli maggiori con rapporto 9 : 8 (quattro se la scala viene estesa di una nota), due intervalli minori con rapporto 10 : 9, e due intervalli di semitono, con rapporto 16 : 15.

In queste circostanze i termini «maggiore» vengono usati semplicemente per indicare il valore numerico relativo dei rapporti, nel senso che — ad esempio — 9 : 8 rappresenta un numero maggiore di 10 : 9.

La **Tabella 4** illustra gli intervalli di tono nelle scale maggiori e minori. La scala minore presenta tre note calanti con frequenze leggermente più basse di quelle delle note corrispondenti nella scala maggiore. Le ultime due righe di questa tabella rivelano che i medesimi intervalli si manifestano sia nelle scale maggiori, sia in quelle minori, ma con ordine differente. Entrambe le scale soddisfano perciò completamente la legge di Pitagora, aderendo all'esigenza che impone rapporti numerici semplici tra le note adiacenti.

Ed ora un appuntamento di natura eminentemente matematica: quando si ha a che fare con numeri che presentano frazioni decimali, in primo luogo è opportuno moltiplicare sia il denominatore che il numeratore per un fattore comune (solitamente 10), proprio per eliminare le parti decimali, per poi ridurre il tutto ad una semplice frazione. Ad esempio, per calcolare con esattezza l'intervallo che sussiste tra il SOL ed il LA, si può procedere come segue:

$$\frac{422,4}{396} = \frac{4.224}{3.960} = \frac{16}{15}$$

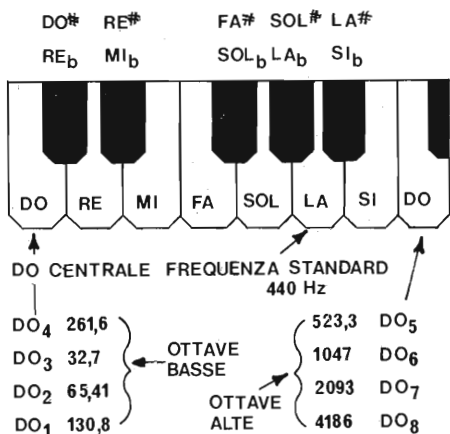



Fig. 1 - La scala a temperamento costante, attualmente in uso comune, non ammette alcuna differenza tra i diesis ed i bemolle, per cui il RE # ed il MI_b risultano identici tra loro.

FREQUENZE DELLA SCALA		
Nota	**Scala reale (Hz)**	**Scala a temperamento uguale (Hz)**
DO	264	261,7
RE	297	293,7
MI	330	329,7
FA	352	349,2
SOL	396	392
LA	440	440
SI	495	493,9
DO[1]	528	523,3

Tabella 5 - *Confronto tra le frequenze di una scala reale con quelle della scala a temperamento costante. L'unica nota che presenta la medesima frequenza in entrambe è il LA.*

LE SCALE TEMPERATE

Per evitare l'impiego di un numero sproporzionatamente alto di note per ciascuna ottava, il che avrebbe reso enormemente complicati gli strumenti musicali, i musicisti hanno tentato attraverso i secoli di stabilire delle scale speciali, denominate appunto scale temperate, in grado di costituire un compromesso con le esigenze reali.

Le più importanti tra queste sono la scala pitagorica, la scala temperata a tono medio, e quella ormai universalmente accettata, stabilita circa duecentocinquanta anni fa.

Nella suddetta scala, detta a temperamento uguale, ciascuna ottava viene suddivisa in dodici intervalli uguali tra loro, definiti col termine di **semitoni.** Due semitoni quindi corrispondono ad un tono completo.

Una conseguenza importante di questo tipo di scala consiste nel fatto che i **bemolle** ed i **diesis** perdono il loro significato originale come toni individuali. Ad esempio, il SOL≠ e il LAb risultano in tal caso identici tra loro. In effetti, alla scala diatonica originale, rappresentata in un pianoforte dai tasti bianchi, sono state aggiunte per ciascuna ottava cinque note nuove (i tasti neri). Questa disposizione viene sintetizzata nel disegno di **figura 1.**

E' ovvio che, quando queste tredici note di un'ottava devono svolgere il compito di settantadue note in un sistema musicale complesso, deve necessariamente essere compiuto un sacrificio agli effetti della qualità tonale. Uno strumento accordato secondo la scala a temperamento uguale presenta un solo intervallo corretto, e precisamente l'ottava. Tutti gli altri intervalli sono — in un certo grado — in errore; le terze e le seste sono infatti leggermente crescenti, mentre le quinte sono leggermente calanti.

Si noti che il DO centrale presenta ora una frequenza di 261,7 Hz, anziché la frequenza di 264 Hz di cui ci siamo già più volte occupati riferendoci alla scala reale. Questa correzione è necessaria per fare in modo che il LA campione presenti appunto la frequenza di 440 Hz.

La **Tabella 5** confronta le frequenze della scala vera con quelle della scala convenzionale di cui ci siamo occupati: si noti che il LA è l'unica nota che ha la medesima frequenza in entrambe le scale. La frequenza del DO[1] è pari al doppio di quella del DO dell'ottava inferiore.

SONY®

musica più **musica**

Super HI-FI

Stereo Integrated Amplifier TA-1630 25+25 W

RICHIEDETE I PRODOTTI SONY AI MIGLIORI RIVENDITORI

Quando i cinque semitoni vengono aggiunti a questa scala diatonica, la gamma delle frequenze comprese tra il DO ed il DO^1 deve essere divisa in dodici parti uguali. Matematicamente parlando, ciascun dodicesimo corrisponde alla dodicesima radice di 2, in quanto la frequenza del DO deve essere moltiplicata per 2 per ottenere il valore di frequenza del DO^1.

Di conseguenza, avremo che:

$$n = \sqrt[12]{2} = 1{,}05946$$

La **Tabella 6** chiarisce in quale modo funzionino i rapporti di frequenza per ciascuna nota: si ottengono questi rapporti moltiplicando ogni rapporto successivo per il fattore comune precedentemente calcolato, pari a 1,05946, per ottenere il rapporto successivo. Ad esempio, per ottenere il rapporto relativo al FA, occorre moltiplicare il rapporto precedentemente calcolato per il MI (1,2598) per il valore costante 1,05946. I rapporti derivati possono quindi essere sfruttati per calcolare le frequenze effettive delle note.

Facciamo ancora un esempio pratico: moltiplicando il valore di 261,7 (DO tonico) per 1,6818 (il rapporto corrispondente al LA), si ottiene la frequenza di 439,958 per il LA, con un valore quindi molto prossimo allo standard di 440 Hz.

E' importante rammentare che, quando si tratta di aggiungere gli intervalli, i rispettivi rapporti devono essere invece moltiplicati. Ad esempio, per aggiungere la quarta DO-FA alla quinta DO-SOL, si deve moltiplicare 1,3347 x 1,4982 per ottenere il valore di 1,9996, il che corrisponde approssimativamente a 2, ossia al rapporto esatto dell'intervallo di ottava.

Per evitare operazioni matematiche complesse, si ricorre a volte all'impiego di altri sistemi più empirici per indicare gli intervalli di frequenza. Il sistema del centesimo (dall'inglese «cent») è riferito ad una scala numerica nella quale la frequenza tonica corrisponde a 0, l'ottava tonica corrisponde ad 1.200, e ogni intervallo semitonale equivale a 100 centesimi.

A differenza dei rapporti decimali di frequenza, questi valori possono essere sommati. Ad esempio, la quarta DO-FA viene rappresentata da 500 centesimi, mentre la quinta DO-SOL è rappresentata da 700 centesimi. La somma di questi due numeri corrisponde appunto a 1.200, e ciò indica che la somma tra una quarta ed una quinta corrisponde ad un'ottava.

RAPPORTI DI FREQUENZA DELLA SCALA A TEMPERAMENTO COSTANTE

Nota	Rapporto di frequenza	Centesimi dalla tonica
DO	1,0000	0
DO♯ (RE^6)	1,05946	100
RE	1,1224	200
RE♯ (MI^6)	1,1891	300
MI	1,2598	400
FA	1,3347	500
FA♯ (SOL^6)	1,4141	600
SOL	1,4982	700
SOL♯ (LA^6)	1,5873	800
LA	1,6817	900
LA♯ (SI^6)	1,7817	1000
SI	1,8876	1100
DO^1	2,0000	1200

Tabella 6 - *Rapporti di frequenza nella scala a temperamento costante: dal momento che la scala comprende dodici parti uguali, il fattore comune è pari a 1,05946.*

Un altro sistema numerico abbastanza analogo fa invece uso di unità denominate «savart».

Il lettore dispone ora di informazioni sufficienti per calcolare con una certa facilità la frequenza di qualsiasi nota, appartenente a qualsiasi ottava della scala a temperamento costante. A questo riguardo, la figura 1 riporta le frequenze di tutti i DO presenti nella tastiera di un pianoforte. Per ottenere quindi la frequenza di qualsiasi altra nota si possono impiegare i rapporti di frequenza elencati nella Tabella 6.

Supponiamo infatti che si voglia conoscere la frequenza della nota MI^3, che corrisponde al MI dell'ottava sotto il DO centrale. Per stabilire questo valore, innanzitutto occorre determinare la frequenza del MI^4 (ossia del MI sopra il DO centrale). moltiplicando il valore di 261,6 per il rapporto corrispondente al MI, pari ad 1,2598.

La risposta è quindi 329,56.

Per scendere ora di un'ottava, basta dividere quel numero per 2, in modo da ottenere il valore di 164,78 Hz, che corrisponde alla frequenza del DO^3.

Dimezzando ancora questo numero si ottiene la frequenza del MI^2 dell'ottava inferiore successiva. Ovviamente, per trovare poi il valore di MI in un'ottava più alta, bisogna moltiplicare per 2, anziché dividere per tale numero.

LE TRIADI ARMONICHE

Esistono determinate combinazioni di tre note che sono naturalmente gradevoli (armoniose), i cui accordi possono essere derivati con l'aggiunta di una quarta nota. (Questa nota, sia detto incidentalmente, deve corrispondere all'ottava di una delle tre note contenute nella triade).

Per illustrare come le suddette triadi possano essere scoperte mediante l'analisi matematica, è preferibile compiere il ragionamento nei confronti della scala vera, in quanto le relazioni matematiche risultano in questo caso più semplici e più esatte.

La **Tabella 7** elenca il metodo di derivazione delle triadi armoniche nella chiave di DO maggiore. Innanzitutto occorre allestire la scala diatonica, estenderla di una nota (RE^1), e calcolare la frequenza vibratoria di ciascuna nota. Ciò fatto, è possibile semplificare queste relazioni di frequenza dividendone tutti i valori per 11, allo scopo di ottenere le frequenze relative

TRIADI ARMONICHE MAGGIORI (CHIAVE IN DO)

NOTE	DO	RE	MI	FA	SOL	LA	SI	DO^1	RE^1	
FREQUENZA (HZ)	264	297	330	352	396	440	495	528	594	
FREQ ÷ 11	24	27	30	32	36	40	45	48	54	
÷ 6	4		5		6					DO MI SOL
÷ 8	6			4		5		6		FA LA DO^1
÷ 9		3			4		5		6	SOL SI RE^1

Tabella 7 - *Derivazione di una triade armonica maggiore per la scala diatonica del DO maggiore. Dividendo le frequenze per 6 per 8 e per 9, si ottengono tre triadi che presentano il medesimo rapporto di frequenza, pari a 4 : 5 : 6.*

TRIADI ARMONICHE MINORI (CHIAVE DI DO)										
NOTA	DO	RE	MI_b	FA	SOL	LA_b	SI_b	DO[1]	RE[1]	
FREQUENZA (Hz)	264	297	316,8	352	396	422,4	475,4	528	594	
× 10	2640	2970	3168	3520	3960	4224	4754	5280	5940	
÷ 22	120	135	144	160	180	192	216	240	270	
÷ 12	10		12		15					DO MI SOL
÷ 16				10		12		15		FA LA DO[1]
÷ 18					10		12		15	SOL SI RE

Tabella 8 - *Derivazione di triadi armoniche minori per la scala diatonica in chiave di DO minore. Sebbene i rapporti di frequenza differiscano rispetto a quelli visibili nella Tabella 7, le triadi sono costituite dalle stesse note.*

che costituiscono la terza riga (DO = 24, RE = 27, e così via).

E' così possibile scoprire che certi numeri sono divisibili per 6, in modo da ottenere numeri interi ancora più piccoli; essi corrispondono alle note DO, MI e SOL, che presentano rapporti di frequenza di 4 : 5 : 6. Dividendo per 8 e quindi per 9 si ottengono altre due triadi con rapporto di 4 : 5 : 6, e precisamente i gruppi di note FA-LA-DO[1] e SOL-SI-RE[1].

Si noti ciò che accade svolgendo i medesimi calcoli, ma usando le frequenze corrispondenti nella scala a temperamento uguale (DO = 261,7, MI = 329,7, SOL = 392). In questo caso, il rapporto DO-MI-SOL assume i valori numerici di 4,1 : 5,1 : 6,1, e risulta quindi abbastanza prossimo a quello ottenuto svolgendo il calcolo nei confronti della scala vera.

Anche in questo caso — tuttavia — non è possibile ottenere le relazioni costituite da numeri interi di valore basso che sono la caratteristica intrinseca della consonanza più elevata, ossia dell'armonia.

La **Tabella 8** rappresenta una derivazione analoga riferita alle tre triadi nella scala di DO minore. Il procedimento matematico è stato leggermente modificato allo scopo di tener conto dei valori decimali con maggior facilità.

In primo luogo, le frequenze vengono tutte moltiplicate per 10, per eliminare i valori frazionari, dopo di che si realizza la semplificazione fondamentale dividendo per 22. Quando, successivamente, le frequenze relative nei loro valori semplificati vengono divise per 12, 16 e 18, è possibile scoprire tre gruppi di triadi minori, aventi tra loro i rapporti di frequenza di 10 : 12 : 15.

Si osservi che — sebbene i rapporti di frequenza differiscano da quelli ottenuti con le triadi maggiori — sono ancora le medesime note che costituiscono le triadi stesse.

A questo punto è utile fare un commento che può sembrare sconcertante per il Lettore: non esiste infatti alcun mistero nei confronti dei divisori primari usati in ciascun caso (11 per le triadi maggiori, e 22 per le triadi minori). L'attenta osservazione dei valori di frequenza ci ha permesso di stabilire che questi divisori non costituivano altro che un mezzo conveniente per ridurre l'entità dei numeri. In pratica sarebbe possibile scavalcare questa fase, e dividere le frequenze maggiori direttamente per 66, 88 e 99, pervenendo alla fine alle medesime conclusioni.

La **figura 2** contribuisce a dimostrare con maggiore esattezza in che cosa consistano i rapporti tra le triadi. Consideriamo ad esempio la triade maggiore costituita dalle note DO-MI-SOL

Durante il periodo di tempo in cui per la nota DO vengono prodotti quattro cicli, per la nota MI sono invece prodotti cinque cicli, mentre ne vengono prodotti sei per la nota SOL. Nel caso quindi della triade DO-MI-SOL, quanto sopra accade in un sessantaseiesimo di secondo. La medesima relazione agli effetti del numero delle vibrazioni sussiste per le triadi FA-LA-DO[1] e SOL-SI-RE[1], ad eccezione del fatto che i periodi di tempo considerati risultano più brevi.

Si rammenti che la triade DO-MI-SOL è nota col nome di **triade tonica,** mentre il gruppo SOL-MI-RE[1] è la **triade dominante,** ed il gruppo FA-LA-DO[1] è la **triade sottodominante.**

A partire dalle triadi maggiore e minore è possibile sviluppare un certo numero di accordi differenti, mediante un procedimento che prende il nome di **inversione:** ad esempio, l'accordo DO-MI-SOL può essere considerato come accordo comune. Una prima inversione può essere ottenuta usando l'ottava di DO per costituire l'accordo MI-SOL-DO[1]. Una seconda inversione può essere ottenuta usando il MI che si trova un'ottava più in alto per l'accordo SOL-DO[1]-MI[1]. Altre inversioni analoghe possono essere eseguite nei confronti delle triadi minori.

Fig. 2 - Il modo migliore per comprendere i rapporti tra le triadi consiste nel considerarle in funzione di ciò che effettivamente accade durante un determinato intervallo di tempo. In questo caso, mentre per la nota DO vengono prodotti quattro cicli, per il MI ne vengono prodotti cinque, e per il SOL ne vengono prodotti sei.

IL FENOMENO DEI BATTIMENTI

L'effetto che si manifesta quando due o più frequenze vibratorie interferiscono l'una con l'altra, e che si presenta sotto forma di intermittenza o di tremolio del suono risultante,

prende il nome di **battimento:** la **figura 3** rappresenta graficamente come questo fenomeno si produce.

Le due sinusoidi discontinue (la tratteggiata e la punteggiata) sono i toni puri primari, di frequenza leggermente diversa, percepiti contemporaneamente.

A partire dal punto di inizio (a sinistra), le fasi di compressione e di rarefazione dell'aria, rappresentate dalle «onde», si sommano in un suono composto (rappresentato in tratto continuo) di ampiezza maggiore di quella di entrambi i suoni primari. Quando però i suddetti suoni primari risultano tra loro sfasati, le relative forme d'onda tendono a neutralizzarsi a vicenda, in modo da determinare la produzione di un breve periodo di ampiezza minima, o di silenzio totale. In ciò consiste appunto il battimento.

Lo spostamento di fase continua quindi a prodursi, per cui si manifesta nuovamente un periodo di rinforzo, seguito da un altro battimento, e così via. Per l'esattezza, verso il centro della rappresentazione grafica di figura 3, si noterà che il suono primario costituito dalla forma d'onda tratteggiata comporta una semionda positiva (rivolta verso l'alto), mentre il secondo suono primario, rappresentato dalla forma d'onda punteggiata, presenta una semionda negativa(rivolta verso il basso). Di conseguenza, in quel preciso istante i due suoni si neutralizzano tra loro, e questo è appunto il motivo per il quale la forma d'onda continua risultante assume in corrispondenza il valore nullo, e passa quindi per la linea orizzontale di riferimento.

Osservando quindi l'andamento della forma d'onda rappresentata in tratto continuo, si noterà che essa presenta l'ampiezza massima a sinistra la quale, col passar del tempo, si riduce gradatamente fino ad assumere un valore nullo, per poi tornare ad aumentare lentamente fino all'ampiezza massima.

La successione ritmica di queste variazioni di ampiezza dà luogo all'effetto di tremolio o di intermittenza col quale si manifesta appunto il fenomeno del battimento.

Il numero dei battimenti che si verificano in un minuto secondo equivale alla differenza tra le frequenze dei due suoni primari. Ad esempio, facendo «battere» tra loro due frequenze di valore pari a 256 e 254 Hz, il battimento risultante presenta la frequenza di:

$$256 - 254 = 2 \text{ Hz}$$

Di conseguenza, il suono risultante presenterà variazioni di ampiezza in numero di due al secondo.

Nel 1873, il Professor H. von Helmholtz pubblicò uno studio matematico classico sulla natura del suono e della musica. Egli aveva infatti osservato che una frequenza di battimento fino al valore massimo di cinque o sei impulsi al secondo produceva un suono gradevole, ma, con l'aumentare della frequenza di battimento oltre tali valori, l'effetto diventava progressivamente meno piacevole all'udito.

Quando la frequenza di battimento diventa talmente rapida che non è più possibile distinguere ogni battimento individuale (oltre venti al secondo), i soli complessi che recano tali modulazioni denotano una dissonanza normalmente definita col termine di «asprezza».

A mano a mano che la frequenza di battimento viene ulteriormente aumentata, questo fenomeno tende a scomparire, fino a risultare assente quando la frequenza di battimento equivale ad una terza minore. La caratteristica di asprezza del suono ricompare però soltanto quando la frequenza di battimento è prossima all'ottava, dopo di che scompare nuovamente quando l'intervallo di ottava risulta esatto.

Come ogni musicista sa, le note con intervallo di ottava devono essere prodotte con la massima precisione, poiché — in caso contrario — si manifesta inevitabilmente un fenomeno di dissonanza.

L'effetto di battimento è la causa fondamentale della dissonanza musicale. Occorre però notare che i suddetti battimenti vengono spesso usati anche per ottenere effetti desiderati. Ad esempio, il fenomeno viene spesso sfruttato per produrre la cosiddetta **voce celeste** di un organo; si tratta di un leggero tono tremolante prodotto con un arresto labiale ben determinato.

Prima dell'avvento degli strumenti elettronici musicali, gli accordatori dei pianoforti dovevano affrontare serie difficoltà a causa del fenomeno del battimento, durante la messa a punto delle corde di un pianoforte.

Buona parte della «qualità» musicale ottenuta quando diversi strumenti vengono fatti suonare contemporaneamente può del pari essere attribuita ai battimenti. Ad esempio, sarebbe molto semplice amplificare il suono di un violino, in modo da renderlo uguale a quello prodotto da dieci violini. Ciò nonostante questo risultato non viene mai ottenuto: per quale motivo?

Dieci violini non possono essere accordati fino alla perfezione assoluta uno rispetto all'altro, per cui l'inevitabile presenza di lievi differenze nell'accordatura determina la produzione di battimenti che producono una qualità tonale che ci si può aspettare soltanto con l'ascolto appunto di dieci violini che suonano contemporaneamente. In altre parole, un unico violino non può assolutamente essere in grado di provocare dei battimenti con i suoni da esso stesso prodotti, senza ricorrere ad un particolare sistema di elaborazione elettronica del segnale.

Fig. 3 - Rappresentazione grafica di come viene formato un battimento: la fase relativa tra i due toni originali è di fondamentale importanza, in quanto le rispettive sensazioni acustiche tendono alternativamente a rinforzarsi o a neutralizzarsi a vicenda.

LE ARMONICHE

Ci siamo finora riferiti esclusivamente ai toni puri, ed alle possibili combinazioni tra toni di questo genere. Tuttavia, occorre precisare che le note musicali, così come vengono prodotte dagli strumenti o direttamente dalla voce umana, non sono pure sotto il punto di vista vibratorio.

Esse sono infatti costituite da una «miscela» molto complessa di frequenze vibratorie tra loro correlate da determinate leggi.

Ad esempio, un LA strumentale non

RELAZIONI DI FREQUENZA PER DISSONANZA E CONSONANZA				
Nota	**Bassa**	**Alta**		
		Ottava	**5a**	**7a**
Fondamentale	262	524	392	494
Prima armonica	524	1047	785	988
Seconda armonica	785	1570	1178	1482
Terza armonica	1047	2094	1570	1976
Quarta armonica	1309	2617	1963	2470
Quinta armonica	1570			
Sesta armonica	1832			
Settima armonica	2094			

Tabella 9 - *Relazioni di frequenza per dissonanza e consonanza tra il DO centrale e le sue varie armoniche. Le righe inferiori indicano le frequenze che presentano controparti esatte.*

può presentare la frequenza pura ed esatta di 261,7 Hz; la nota infatti corrisponde a quella frequenza, con l'aggiunta di altre frequenze che prendono appunto il nome di armoniche.

Come risulta evidente nella **Tabella 9,** le diverse armoniche relative ad una frequenza fondamentale possono essere facilmente calcolate moltiplicando il valore di quest'ultima per 2, 3, 4, e così via.

Le componenti che costituiscono la struttura di un suono complesso vengono definite **toni parziali,** oppure semplicemente **parziali.** La **fondamentale** è la parziale col valore di frequenza più basso; le frequenze progressivamente più elevate prendono invece il nome di **parziali superiori,** o di **armoniche.**

Quando le frequenze delle armoniche sono multipli esatti della fondamentale, il nome di armoniche trova la sua accezione più esatta e corrispondente Quando invece non si tratta di multipli esatti, il termine corrispondente è quello di **parziali in armoniche.**

LA DISSONANZA

Un'ottava non è altro che un intervallo musicale che presenta la consonanza più alta posisbile; in altri termini, un'ottava è un intervallo con la minima dissonanza.

CONSONANZA E DISSONANZA IN FUNZIONE DELLE FREQUENZE DI BATTIMENTO				
Intervallo di tono	**Note**	**Frequenze**	**Freq. di Batt.**	**Qualità del suono**
Quinta	SOL_2-DO_2	98,0 - 65,4	32,6	Consonante
3a Maggiore	MI_3-DO_3	164,8 - 130,8	34,0	Consonante
Tono	RE_4-DO_4	293,7 - 261,7	32,0	Dissonante
Semitono	$DO_5\sharp$-DO_5	554,6 - 523,4	31,2	Molto dissonante
Semitono	$DO_6\sharp$-DO_6	1109,2 - 1046,8	62,4	Dissonante
Semitono	$DO_5\sharp$-DO_5	554,6 - 523,4	31,2	Molto dissonante
Semitono	$DO_4\sharp$-DO_4	277,3 - 261,7	15,6	Dissonante
Semitono	$DO_3\sharp$-DO_3	138,6 - 130,8	7,8	Dissonante
Semitono	$DO_2\sharp$-DO_2	69,3 - 65,4	3,9	Meno dissonante

Tabella 10 - *Consonanza e dissonanza in rapporto alle frequenze di battimento. Si noti che la stessa frequenza di battimento ha ben poca attinenza col fatto che il suono sia consonante o dissonante.*

Il motivo di ciò è reso evidente nella Tabella 9. Confrontiamo infatti la fondamentale e le frequenze armoniche di una nota-bassa (ad esempio il DO centrale) con quelle riferite alla nota DO^1 dell'ottava superiore: si può osservare che ciascuna frequenza nell'ottava più alta corrisponde esattamente ad un'armonica della nota più bassa. Per l'esattezza, la quarta armonica di ottava corrisponde alla nona armonica della nota più bassa.

Se si accetta il fatto che la nota più bassa, DO, non presenta alcuna dissonanza se viene prodotta da sola, è facile constatare che l'aggiunta dell'ottava DO^1 non aggiunge alcunché al suono che non sia già presente, e quindi non può produrre alcuna dissonanza.

Che dire tuttavia dell'effetto di battimento tra le stesse armoniche tra loro? La differenza di frequenza di minore entità è data da:

$$524 - 262 = 262$$

Questa frequenza di battimento è troppo elevata per poter produrre una sensazione di asprezza musicale, ossia di dissonanza.

Cosa accade però quando la nota più alta viene ridotta di un semitono, in modo da determinare un intervallo di settima? In queste circostanze, la situazione è molto differente.

Si noti che una delle armoniche della settima corrisponde ad una armonica della nota bassa. Oltre a ciò, la differenza tra determinate armoniche risulta in tal caso più esigua.

Ad esempio, la frequenza di battimento tra la settima fondamentale (494 Hz) e la prima armonica della nota bassa (524) è pari a 30. Questa frequenza di battimento si trova nella gamma che può con ogni probabilità dare adito ad un fenomeno di dissonanza. I fatti confermano la teoria; la settima viene infatti universalmente riconosciuta come intervallo assai dissonante.

Ed ora vediamo cosa accade nei confronti della quinta: si noti che la prima e la terza armonica della quinta corrispondono alla seconda ed alla quinta ormonica della nota bassa. Questa correlazione porta direttamente alla consonanza, ossia alla mancanza di dissonanza, caratteristica intimamente associata con le quinte musicali.

LA SOLA SUPERFICIE

La matematica della musica considerata in sé stessa — come pure la matematica musicale considerata sot-

to un solo aspetto (come ad esempio la dissonanza) — è talmente complessa che, in questa occasione, è possibile soltanto una ridottissima introduzione. Consideriamo però una delle curiosità musicali più rilevanti, con la speranza di eccitare il desiderio di un maggiore approfondimento in coloro che si sentono di affrontare eventualmente uno studio più ampio di questo argomento affascinante.

In riferimento alla **Tabella 10,** si noti che nella metà superiore del grafico tutti gli intervalli tonali selezionati presentano frequenze di battimento pressoché identiche. Ciò nonostante, la quinta e la terza maggiore sono tra loro consonanti, mentre il tono risulta dissonante ed il semitono lo è ancora di più. Per quale motivo?

Nella metà inferiore della tabella si procede al confronto diretto di un certo numero di semitoni identici (DO-DO) appartenenti a diverse ottave. Si osservi che la frequenza di battimento è minima nella gamma dell'ottava più bassa, e che produce quindi la minima quantità di dissonanza.

Ciò non significa che la maggiore dissonanza si verifica nella gamma di ottava con la frequenza di battimento più elevata. Per il semitono compreso tra DO# e DO, almeno, la maggiore dissonanza viene osservata nella gamma di ottava che produca una frequenza di battimento pari a circa 21. Quale è il motivo di ciò? Anche questa è una domanda interessante!

Argomento complicato? NO. Se il Lettore è abbastanza curioso per cercare una risposta esauriente a queste due domande, ciò significa che egli subisce una forte attrattiva dalla matematica musicale, e ciò non in quanto l'approfondimento dell'argomento gli permetterà di suonare meglio il proprio strumento; probabilmente questa curiosità deriva dal fatto che l'arbitrarietà della musica aggiunge qualcosa di «piccante» al gioco della matematica musicale.

Ciò non appena si è avuta la possibilità di constatare che due più due fa quattro, ci si accorge immediatamente dopo che in realtà il risultato corrisponde a 3,99 oppure a 4,01, e — naturalmente — si desidera sapere il motivo di ciò. Non resta quindi che seguire il sentiero tracciato, ed addentrarsi in ulteriori ragionamenti che permetteranno presto o tardi di chiarire anche i misteri più complessi.

I quarzi negli oscillatori

Oscillazioni di frequenza molto stabili possono essere ottenute con oscillatori pilotati da quarzi. Nell'articolo si richiamano le proprietà fondamentali dei quarzi piezoelettrici e il principio della loro utilizzazione nei circuiti oscillatori. In seguito si danno degli esempi pratici per la realizzazione di questi oscillatori, e la descrizione di uno standard di frequenze.

di R. RANZANI

IL QUARZO PIEZOELETTRICO

Cosa è un cristallo di quarzo?

Il materiale denominato «quarzo» è silice cristallizzata nel sistema romboedrico. Non disegneremo tale sistema, la cui rappresentazione, complicata, esce dal campo di questo studio.

Alcune nozioni sono tuttavia indispensabili per comprendere l'esistenza dell'effetto piezoelettrico. La silice ha come simbolo chimico Si O2: a ciascun atomo di silicio (portatore di cariche positive) sono associati due atomi di ossigeno (portatori di cariche negative). La figura 1 rappresenta 3 atomi di silicio e i 6 atomi di ossigeno associati. Se si sceglie convenientemente la direzione di osservazione, gli atomi di ossigeno sono allineati 2 a 2 e si ottiene l'aspetto della figura 2, dove sono richiamati i segni delle cariche di ciascun tipo di atomo.

L'effetto piezoelettrico

Comprimiamo un cristallo nella direzione indicata dalla figura 3: ciascuna cellula elementare subisce una deformazione tale che l'equilibrio elettrico non è più rispettato. Vi appare un aumento di cariche positive sulla faccia superiore del cristallo e un aumento di cariche negative sulla faccia inferiore. Una trazione sul cristallo fa apparire invece delle cariche di segno contrario. Inversamente se si applicano tra le faccie di un cristallo di quarzo, tagliato in una direzione conveniente, delle differenze di potenziale positivo o negativo, si osservano le deformazioni delle figure 3 o 4.

L'insieme di questi fenomeni costituisce l'effetto piezoelettrico.

Comportamento in presenza di un campo elettrico alternato

Negli esempi citati precedentemente il campo elettrico rimaneva costante. Se si applica un campo (dunque una differenza di potenziale) che varia alternativamente e periodicamente nel tempo, le deformazioni del quarzo si effettuano alla frequenza delle grandezze elettriche.

Questo effetto presenta un massimo quando la frequenza del campo elettrico da una parte, e la frequenza di risonanza meccanica della lama di quarzo dall'altra, sono uguali. In effetti, sono possibili numerose qualità di vibrazioni: vibrazioni di flessione,

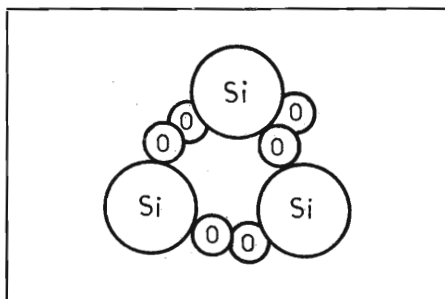



Fig. 1 - La figura rappresenta 3 atomi di silicio e i 6 atomi di ossigeno associati.

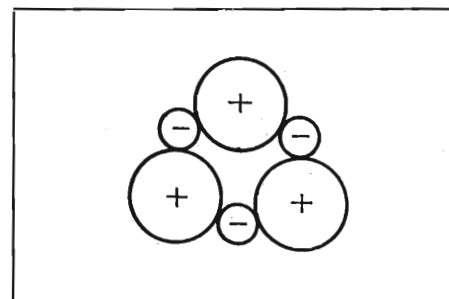



Fig. 2 - Segni delle cariche elettriche degli atomi.

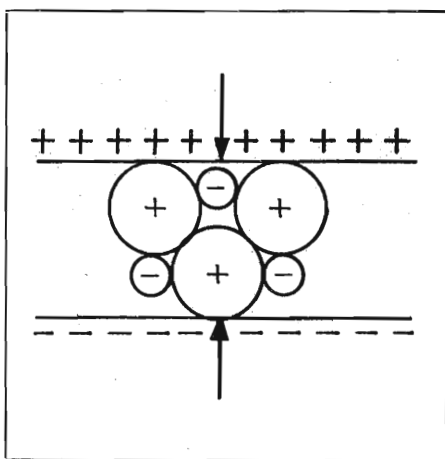



Fig. 3 - Effetto della compressione su un cristallo di silice.

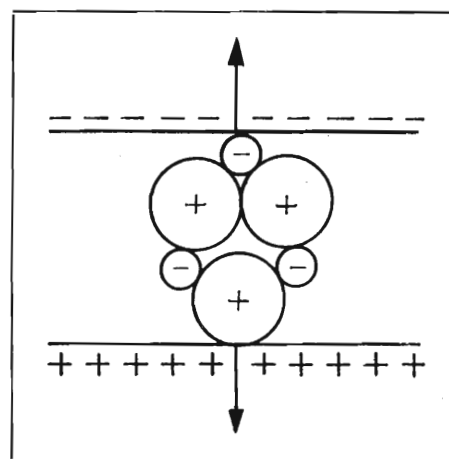



Fig. 4 - Effetto della trazione su un cristallo di silice.

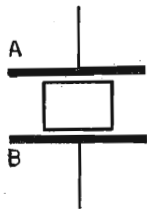



Fig. 5 - Quarzo montato tra le sue armature A e B.

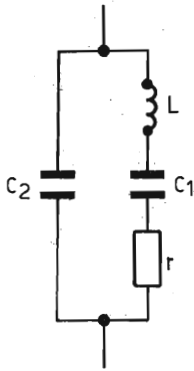



Fig. 6 - Schema elettrico equivalente della fig. 5.

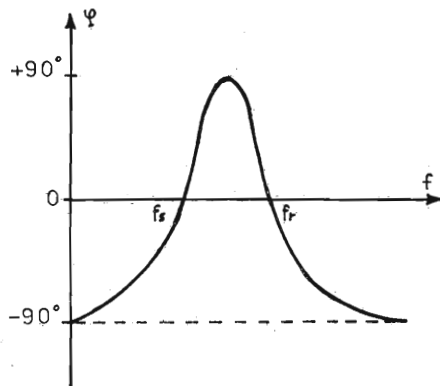



Fig. 7 - Angolo di sfasamento φ dell'impedenza complessa Z di un quarzo in funzione della frequenza.

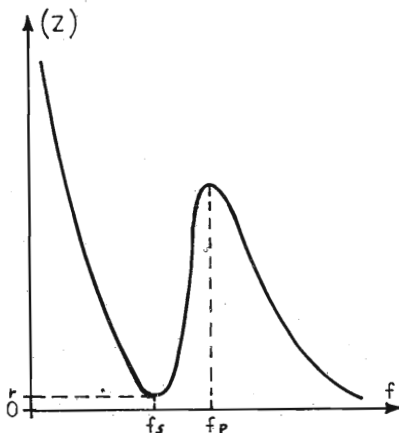



Fig. 8 - Valore dell'impedenza Z di un quarzo in funzione della frequenza.

vibrazioni longitudinali, vibrazioni di taglio. In tutti i casi, il quarzo è interessante data la precisione delle risonanze, che si manifesta solo per una gamma di frequenze estremamente ristretta.

Schema elettrico equivalente

Per essere utilizzata, la lama di quarzo è posta fra due armature metalliche che permettono di stabilire delle differenze di potenziale. Una realizzazione possibile consiste nel ricoprire le facce di uno strato d'oro ottenuto per evaporazione sotto vuoto, e di effettuarvi delle connessioni elettriche sotto forma di microsaldature. Si può anche, semplicemente, disporre il cristallo fra due piastre di metallo poste in pressione da molle. Questo sistema molto meno costoso smorza tuttavia le vibrazioni, e diminuisce il coefficiente di qualità.

Si dimostra che, dal punto di vista elettrico, il quarzo montato fra le sue armature A e B (figura 5) è equivalente allo schema elettrico della figura 6.

La mutua induttanza L corrisponde all'inerzia meccanica, la capacità C1 all'elasticità, e la resistenza alla viscosità della lama, C2 non è altro che la capacità del condensatore formato dalle armature A e B.

Questo schema permette di calcolare l'impedenza complessa Z del quarzo in funzione della frequenza dei segnali applicati. I risultati sono indicati nelle figure 7 e 8 che mostrano rispettivamente le variazioni del modulo di Z, e quelle dello sfasamento tra la tensione applicata e la corrente che circola nel quarzo.

Si vede che il quarzo presenta due frequenze di risonanza:
la risonanza serie che corrisponde all'impedenza minima e che si ha alla

$$\text{frequenza } fs = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC1}}$$

il circuito L, C1, r, si riduce allora alla sola resistenza r (figura 7) e lo sfasamento è nullo (figura 8).

La risonanza in parallelo si produce alla frequenza fp che è data dalla relazione:

$$fp = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \text{ in cui}$$

$$C = \frac{C1\ C2}{C1 + C2}$$

L'impedenza è allora massima (figura 8) e lo sfasamento è nullo (figura 7). Si vede che il valore di fp fa intervenire la capacità esterna C2: è un punto importante sul quale ritorneremo in seguito

Generalmente C2, è dell'ordine di 100 volte C1, risulta così che lo scarto relativo, fra fs e fp, equivale a circa lo 0,3%. Esso è stato fortemente esagerato nelle figure 7 e 8, per rendere più leggibili i diagrammi.

Il coefficiente di sovratensione del quarzo si definisce come quello del circuito L, C1 $\sqrt{r}$ dello schema equivalente. Il suo valore è dunque:

$$Q = \frac{L\ \omega s}{r} \text{ con } \omega s = 2\pi\ fs$$

Può variare da circa 10^4 per un quarzo funzionante nell'aria, a 10^6 per un quarzo montato sotto vuoto. La presenza dell'aria, in effetti, smorza le vibrazioni meccaniche.

Influenza della temperatura

La frequenza di risonanza di un quarzo è funzione della temperatura. Se fo è la frequenza di risonanza per una temperatura to e Sf lo scarto di frequenza riferito a fo per un'altra temperatura, si può rappresentare graficamente l'influenza di temperatura costruendo la curva rappresentativa

$$\text{dello scarto } \frac{Sf}{fo} \text{ in funzione di t.}$$

L'andamento di questa curva (senso e ampiezza delle variazioni) dipende dalla direzione del piano della lama di quarzo rispetto agli assi del cristallo nel quale è stata tagliata. Queste diverse sezioni sono rappresentate dai simboli (X, AT, BT, CT, DT, GT, ecc.). Le sezioni AT e GT sono particolarmente interessanti per il loro modesto coefficiente di temperatura.

Con una sezione AT (figura 9), le variazioni relative di frequenza in funzione della temperatura possono presentare l'andamento parabolico della curva (a) o quella della curva (b) che presenta un punto di flesso per la temperatura t. Nell'uno e nell'altro caso il quarzo è evidentemente previsto per funzionare a questa temperatura.

A richiesta, il costruttore può porre to nella gamma delle temperature ambienti (da 20°C a 25°C) o al contrario a una temperatura nettamente più elevata (per esempio da 60°C a 80°C). La prima soluzione sarà scelta per un

quarzo che funziona alla temperatura ambiente, senza regolazione termica. La seconda si impone, al contrario, per la realizzazione di un oscillatore a stabilità molto elevata, che necessità una regolazione della temperatura a mezzo di un termostato.

L'apporto di calore da parte dell'elemento riscaldante deve allora, in effetti, compensare le perdite di calore verso l'ambiente.

Risonanza serie o risonanze parallelo?

Per la risonanza parallelo, la frequenza fp dipende, come visto in precedenza, dalla capacità C2 delle armature. Ma su C2 si collegano in parallelo delle capacità parassite del circuito oscillatore, il cui valore non rimane facilmente stabile, sia che cambi con la temperatura, sia che derivi in funzione dell'invecchiamento dei componenti La frequenza fp corrispondente subirà dunque uno slittamento difficilmente prevedibile o controllabile.

Per contro, il vantaggio di questo montaggio consiste in una certa latitudine che permette di modificare la frequenza nominale del quarzo. In effetti, se è relativamente facile procurarsi un quarzo molto stabile, è difficile trovarne uno che oscilli esattamente su una frequenza data, a causa delle tolleranze che questa condizione imporrebbe alla costruzione.

La frequenza di risonanza serie fs non è legata alla presenza di elementi esterni al quarzo. La realizzazione di un oscillatore campione di stabilità molto grande utilizzerà dunque di preferenza questo sistema di funzionamento.

In pratica, d'altronde, un oscillatore a quarzo non oscilla mai rigorosamente su una di queste due frequenze, ma su una frequenza intermedia che dipende dallo sfasamento introdotto dai circuiti elettronici associati al cristallo.

GLI OSCILLATORI A QUARZO

Richiami sulle strutture degli oscillatori

Tutti gli oscillatori possono essere rappresentati dalla medesima configurazione sinottica, che richiamiamo nella figura 10. L'assieme comprende un amplificatore di guadagno A che produce uno sfasamento φ A e un anello di reazione di «guadagno» B (si tratta di un'attenuazione, quindi B è inferiore a 1) che produce uno sfasamento φ B.

Se una tensione alternata v 1 esiste all'entrata dell'amplificatore, si trova alla sua uscita una tensione x 2 legata a v 1 dalla relazione:

$$v_2 = A\,v_1$$

Questa tensione v 2, applicata all'anello di reazione, dà all'uscita di quest'ultimo una tensione v 3.

$$v_3 = B\,v_2$$

Perché il sistema possa essere chiuso su se stesso occorre evidentemente che v 1 = v 3 e questa è la prima condizione di oscillazione:

$$AB = 1 \quad (1)$$

La tensione v 1 e v 3 devono non solo essere uguali, ma anche in fase.

Lo sfasamento totale della catena è dunque necessariamente nullo, ciò che conduce alla seconda condizione di oscillazione:

$$\varphi A + \varphi B = 0$$

Generalmente, negli oscillatori, si fa in modo che φ A non dipenda dalla frequenza al contrario di φ B che ne è una funzione.

Se per esempio φ A è nullo (o multiplo di 360°) il sistema oscillerà alla frequenza fo tale che

$$\varphi B\,(fo) = 0$$

Essendo l'attenuazione B (fo) introdotta dal quadripolo di reazione nota, si costruisce l'amplificatore in modo tale che

$$A = \frac{1}{B\,(fo)}$$

APPLICAZIONE AGLI OSCILLATORI A QUARZO

Il quarzo presenta due frequenze di risonanza. La sua impedenza è minima alla risonanza serie, e massima alla risonanza parallelo.

Se, nello schema della figura 10, si costituisce l'anello di reazione a mezzo del quarzo medesimo, come indicato alla figura 11, le oscillazioni avranno luogo quando l'impedenza della catena di reazione è minima, dunque alla risonanza serie. In questo istante il quarzo si comporta come una semplice resistenza r di basso valore.

Per utilizzare il quarzo in risonanza parallela, conviene inserirlo nell'amplificatore, il cui guadagno diverrà massimo per la frequenza fp (figura 12) l'anello di reazione è allora costituita da elementi passivi. Si può d'altronde realizzare questa condizione anche per la risonanza serie: ne vedremo un esempio pratico in una delle realizzazioni proposte.

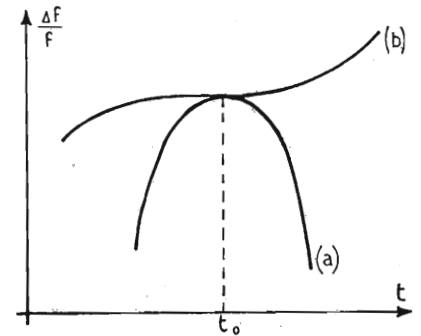



Fig. 9 - Variazione relativa di frequenza di un quarzo in funzione della temperatura.

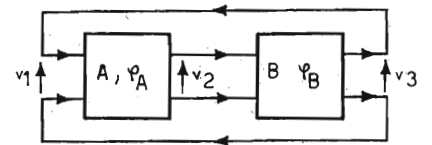



Fig. 10 - Configurazione sinottica di un oscillatore.

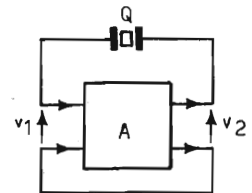



Fig. 11 - Oscillatore con anello di reazione costituito da un quarzo.

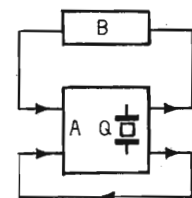



Fig. 12 - Oscillatore con quarzo in risonanza parallelo.

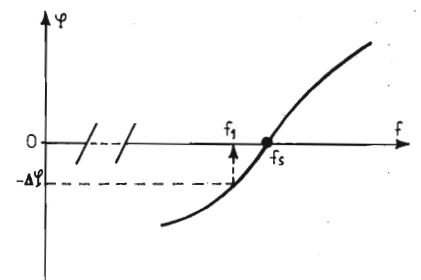



Fig. 13 - Comportamento di un oscillatore durante una variazione di frequenza.

STABILITA' DI UN OSCILLATORE A QUARZO

Le cause di instabilità di frequenza di un oscillatore

Prima di cercare di realizzare degli oscillatori stabili, è importante comprendere bene per quali ragioni la frequenza è soggetta a variazioni. Come indicato in precedenza una delle condizioni di oscillazione influenza gli sfasamenti: la somma degli sfasamenti introdotti dall'amplificatore φ A e dal quadripolo di reazione φ B deve essere nulla.

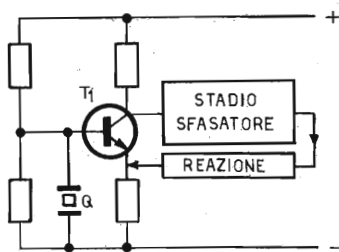



Fig. 14 - Oscillatore a transistore funzionante con base comune.

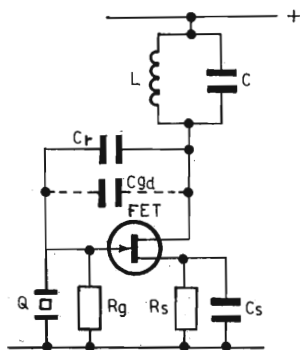



Fig. 15 - Oscillatore a FET.

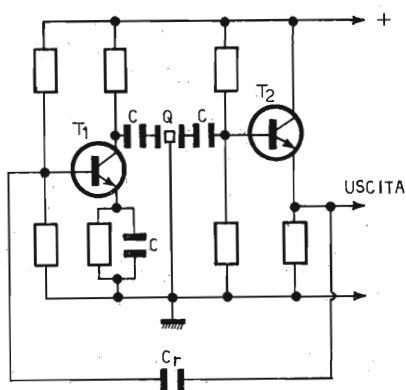



Fig. 16 - Filtri ceramici per frequenze intermedie.

Tutti i parametri che influenzano l'uno o l'altro di questi sfasamenti obbligano l'oscillatore a modificare la sua frequenza per ristabilire le condizioni di oscillazione. Questa affermazione risulta dal grafico della figura 13 che rappresenta una porzione della figura 8, presa in vicinanza della frequenza serie fs.

Noi immagineremo che l'oscillatore sia inizialmente regolato per lavorare esattamente alla frequenza fs: lo sfasamento del quarzo è allora nullo, e similmente è nullo lo sfasamento φ A dell'amplificatore. Ma se per una ragione qualunque φA varia di una quantità + Δ φ (influenza della temperatura su una capacità, deformazione di una bobina, ecc.), il quarzo deve compensare questo spostamento con una variazione opposta — Δ φ.

La nuova frequenza di oscillazione diviene allora f1, inferiore a fs.

I parametri che influenzano il quarzo

Abbiamo già visto che uno di questi è la temperatura. I migliori risultati sono ottenuti con le sezioni AT e GT, e la prima è quella più correntemente usata.

Bisogna scegliere il punto di flesso (vedi figura 9) a 20°C, a meno di prevedere la realizzazione di una termostatazione. Interviene anche il tasso di eccitazione del quarzo, cioè la potenza applicata, perché modifica le condizioni di oscillazioni meccaniche della lamina di cristallo. Le vibrazioni sono tanto più stabili quanto più piccole sono le ampiezze, e si lavori con potenze più modeste possibile.

Gli urti o le vibrazioni cui è eventualmente sottoposto il quarzo, possono portare delle derive di frequenza in funzione dei parametri di fissaggio. Si dovrà quindi evitare certe disposizioni, come ad esempio l'adozione dei supporti ammortizzatori.

Infine, la stabilità a lungo termine è funzione dell'invecchiamento del quarzo dovuto a modifiche della struttura cristallina. La deriva che ne risulta, massima nelle prime settimane di impiego, tende a diminuire in seguito. In ogni modo, se si desidera una frequenza ben nota, è opportuno effettuare delle verifiche periodiche con un campione (vedremo che ne esistono accessibili a tutti) e eventualmente ritarare l'oscillatore.

In linea generale, le migliori stabilità si ottengono con quarzi la cui frequenza sia compresa fra 1 MHz e 5 MHz. Essi presentano infatti dei coefficienti di sovratensione elevata, oscillano con potenze molto modeste, e non sono che poco sensibili all'invecchiamento. Per ottenere delle frequenze più modeste si consiglia di procedere per divisione di frequenza piuttosto che partire da quarzi da 10 kHz o 100 kHz, che non si trovano facilmente e sono molto costosi.

I parametri che influenzano l'amplificazione

Anche in questo caso si hanno numerose cause di deriva, particolarmente per variazione dello sfasamento φ A.

Se l'amplificatore comporta dei circuiti accordati, e quindi delle bobine, bisogna assicurare a queste una rigidità meccanica molto grande, sia per la bobina vera e propria sia per la posizione del suo nucleo di regolazione.

In ogni caso, la rigidità meccanica di tutto l'assieme dell'oscillatore è una condizione essenziale per la sua stabilità di frequenza.

Le temperature intervengono modificando i valori dei componenti, particolarmente dei condensatori per i quali occorre, quando si desiderino prestazioni elevate, scegliere dei modelli a modesto coefficiente di temperatura.

ALCUNI SCHEMI DI OSCILLATORI

L'immaginazione dei ricercatori e dei tecnici si è esercitata in questo campo fino a realizzare una quantità tale di montaggi che non vale la pena di esaminarli tutti. Ci contenteremo dunque di selezionarne alcuni fra i più tipici.

Il quarzo fa parte dell'amplificatore

Un esempio tipico è quello dell'oscillatore a transistori funzionante con base comune (figura 14). Il guadagno dello stadio d'entrata, molto piccolo per tutte le frequenze, assume un valore importante solo se la base è messa a massa.

Questo succede alla frequenza di risonanza serie fs del quarzo, mentre l'impedenza di quest'ultimo si riduce alla sua resistenza r. Generalmente l'anello di reazione si limita a un semplice condensatore. Occorre allora che l'amplificatore non provochi nessuno sfasamento, ciò che rende necessario un secondo stadio dopo T1. Vedremo, nelle realizzazioni pratiche, un esempio di questo tipo di oscillatore.

Il quarzo fa anche parte dell'amplificatore nello schema a FET della figura 15

Il transistore a effetto di campo è polarizzato dall'assieme della sua resistenza di griglia Rg (scelta di valore molto elevato per non cortocircuitare il quarzo) e della sua resistenza di sorgente Rs. La reazione fra il drain e la base avviene a mezzo del condensatore CR che può talvolta ridursi alla capacità griglia-drain Cgd del FET. L'oscillazione ha luogo per una frequenza vicina alla risonanza parallelo del quarzo, alla quale la sua impedenza passa per un massimo.

Il carico di drain è ottenuto a mezzo di un circuito oscillante, che permette di lavorare anche con dei quarzi a frequenza elevata. Un altro vantaggio di questo tipo di carico consiste nella possibilità di fare oscillare il quarzo su di un'armonica, selezionata dai valori L e C. Per le frequenze dette «frequenze intermedie» (FI) utilizzate nei ricevitori supereterodina si trovano ora dei filtri ceramici. I filtri non sono altro che dei quarzi piezoelettrici che risuonano a 455 kHz o per qualche modello, a 468 kHz. Di sovente, per favorire le oscillazioni, essi sono montati con tre elettrodi fra i quali un elettrodo di massa.

Questi filtri ceramici possono facilmente essere utilizzati in un circuito oscillatore; è possibile così costruire dei generatori a 455 kHz pilotati a quarzo, di frequenza ben definita e molto utili per l'allineamento di circuiti FI di un ricevitore. Indichiamo alla figura 16 lo schema di principio mentre ne daremo un esempio nella parte pratica.

L'oscillatore propriamente detto comporta un solo transistore T1, funzionante come amplificatore con emettitore comune. Le tensioni all'entrata (a) e all'uscita (b) del filtro ceramico sono in opposizione di fase, e il transistore T1 introduce uno sfasamento di 180°: si potrà perciò collegare direttamente l'uscita del filtro sulla base di T1.

Per questioni di adattamento di impedenza è interposto uno stadio a collettore comune col transistore T2. L'anello di reazione è costituito dal condensatore C, posto fra l'uscita e l'entrata.

Il quarzo è inserito nell'anello di reazione

Questa disposizione corrisponde allo schema di principio generale della figura 11. Le figure 17 e 18 daranno degli esempi di realizzazione.

Nella figura 17 l'amplificatore, non facendo intervenire che delle resistenze, è del tipo aperiodico e il montaggio può essere utilizzato con diversi quarzi in una larga gamma di frequenze. I due transistori T1 e T2 sono montati come amplificatore differenziale con resistenza comune di emettitore Re. T2 lavora con base comune, essendo questa messa a massa in alternata grazie al condensatore C. Il collettore di T2 e la base di T1 sono in fase: il quarzo Q costituisce allora l'anello di reazione, e lavora in risonanza serie.

La figura 18 è uno schema ben noto per tutti coloro che si interessano di radiocomandi. Si tratta di un circuito particolarmente adatto per gli oscillatori a frequenza elevata (diverse decine di MHz). Il quarzo, che costituisce l'anello di reazione, lavora a una frequenza intermedia tra la risonanza serie e la risonanza parallelo. Questa disposizione permette assai facilmente di correggere la frequenza agendo sul circuito oscillante, sia a mezzo del condensatore regolabile C, sia a mezzo del nucleo della mutua induttanza L. Si possono così ottenere degli aggiustamenti dell'ordine di $\pm 10^{-4}$.

Il montaggio a ponte

Merita di essere segnalato un ultimo tipo di montaggio perché permette di raggiungere delle stabilità dell'ordine di 10^{-9}; si tratta del montaggio a ponte di Meacham, utilizzato frequentemente in laboratori di metrologia.

Il quarzo Q costituisce (figura 19) uno dei lati di un ponte del tipo Wheatstone. La diagonale A C è collegata alle uscite di un amplificatore differenziale, le cui entrate sono collegate alle due estremità della diagonale BD.

Alla frequenza di risonanza serie, il quarzo si riduce alla sua sola resistenza r. Si scelgono allora i valori di R1, R2 e R3 in modo tale che il ponte sia in equilibrio. E perciò:

$$\frac{r}{R1} = \frac{R1}{R2}$$

Evidentemente questa condizione non deve essere rigorosamente rispettata, altrimenti, se il ponte è in perfetto equilibrio, non si avrebbe nessuna tensione fra i punti B e D, e non ci sarebbero oscillazioni. E' dunque necessario che esista un leggero squilibrio del ponte tanto più piccolo quanto più elevato è il guadagno dell'amplificatore differenziale.

UTILIZZAZIONE DEI CIRCUITI LOGICI NEGLI OSCILLATORI A QUARZO

I circuiti logici, lavorando a tutto o niente, sono perfettamente adatti per la realizzazione di oscillatori a rilassamento, in particolare dei multivibratori astabili. Tali multivibratori possono facilmente essere sincronizzati a quarzo.

La figura 20 dà uno schema di principio per un oscillatore di questo tipo, che utilizza 2 porte NAND. Collegando assieme le due entrate di ciascuna porta, ciascun circuito N1 ed N2 si comporta come un semplice inverti-

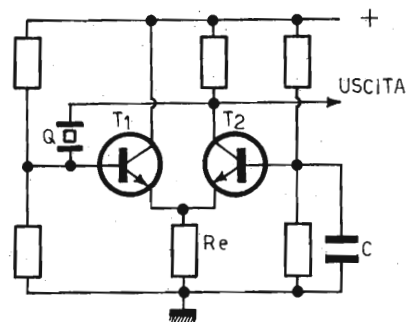



Fig. 17 - Oscillatore con amplificatore aperiodico.

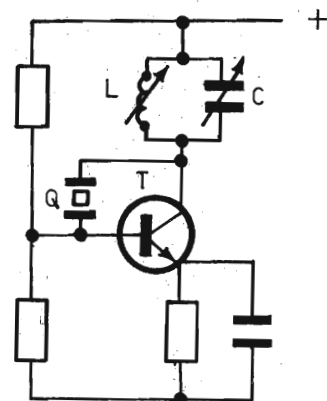



Fig. 18 - Oscillatore per frequenza elevata (diverse decine di MHz).

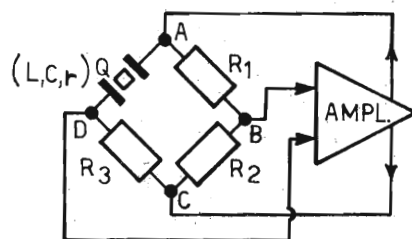



Fig. 19 - Oscillatore a ponte di Meacham.

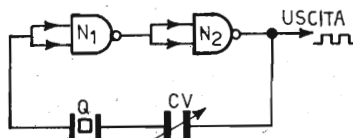



Fig. 20 - Oscillatore con circuiti logici NAND.

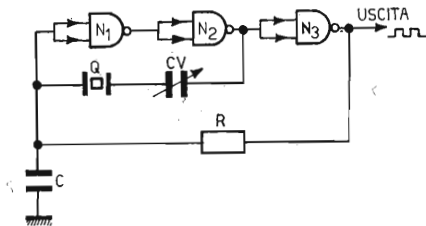



Fig. 21 - Circuito che permette l'innesco sicuro dell'oscillatore.

tore (se per esempio le entrate di N1 sono al livello logico 1, la sua uscita è al livello 0, e l'uscita di N2 al livello 1.

Il quarzo Q di questo montaggio tra l'entrata e l'uscita costituisce l'anello di reazione e lavora in risonanza serie.

Il condensatore regolabile CV permette di modificare leggermente gli sfasamenti e quindi di regolare la frequenza.

Questo oscillatore, così come descritto, rischia talvolta di non entrare in funzione, essendo bloccato in uno stato stabile. Si eliminerà questo difetto col circuito della figura 21, nel quale lo stato stabile non è più possibile.

Supponiamo per esempio che l'oscillatore N1 N2 resti bloccato con la sua entrata, e quindi anche la sua uscita, al livello 1.

L'uscita di N3, collegato anch'esso come invertitore, è al livello 0. Il condensatore C, inizialmente carico, si scarica allora attraverso la resistenza R, ciò che riporta l'entrata di N1 al livello 0 e fa partire l'oscillatore.

Nelle descrizioni pratiche, daremo un esempio di questo tipo di oscillatore, particolarmente adatto per essere inserito in un assieme logico, come un frequenzimetro digitale di cui costituisce la base dei tempi.

COME SI REALIZZA IN PRATICA UN OSCILLATORE A QUARZO UNIVERSALE

L'oscillatore che offre la possibilità di funzionare senza alcuna regolazione né modifica è universale e lavora con qualsiasi quarzo la cui frequenza sia compresa fra 1 MHz e 5 MHz. Ciò è ottenuto con l'adozione di uno schema che non comporta alcun circuito accordato: l'amplificatore non utilizza che delle resistenze e delle capacità. Molto semplicemente, l'oscillatore non comporta aggiustamenti di frequenza, rispetto alla frequenza nominale di risonanza serie del quarzo utilizzato.

Questa semplicità, non esclude una buona stabilità, dato che su di esso non si è rivelato, in tre mesi di funzionamento, che una deriva inferiore a $5 \cdot 10^{-6}$.

Schema elettrico

Esso è indicato nella figura 22. L'amplificatore comporta due transistori: T1 NPN del tipo BC317, e T3 PNP del tipo 2N2907. La base di T1 è polarizzata dal ponte di resistenze R1 ed R2 rispettivamente di 33 kΩ e 22 kΩ. La tensione disponibile al punto centrale di questo ponte è applicata alla base di T1 attraverso la resistenza R3 di 5,6 kΩ La resistenza di carico R4 di 680 Ω è inserita nel collettore di questo transistore, il cui emettitore è collegato a massa attraverso la resistenza R5 di 470 Ω non disaccoppiata.

Questo primo stadio è destinato in effetti a lavorare con base comune, ricevendo le tensioni sul suo emettitore e consegnandole al suo collettore. Per ottenere questo bisogna che la base sia posta a massa per quel che riguarda l'alternata, e questo si realizza quando l'impedenza del lato C1 Q, dove C1 è un condensatore di 220 nF e Q il quarzo pilota, sia nulla o quanto meno molto modesta.

Si sa che questa condizione è soddisfatta soltanto alla frequenza di risonanza serie fs del quarzo. Al di fuori di questa frequenza, il guadagno dei primo stadio è molto modesto (vicino a 1).

Le tensioni alternate prese sul collettore di T1 sono trasmesse alla base di T2 attraverso la resistenza R6 di 330 Ω. T2 lavora con emettitore comune, ma con una forte controreazione, perché la resistenza di emettitore R7 di 330 Ω non è disaccoppiata e la resistenza di collettore ha il valore di 470 Ω. Il guadagno è quindi vicino a 1,5 e la funzione principale di questo stadio è di assicurare uno sfasamento di 180°.

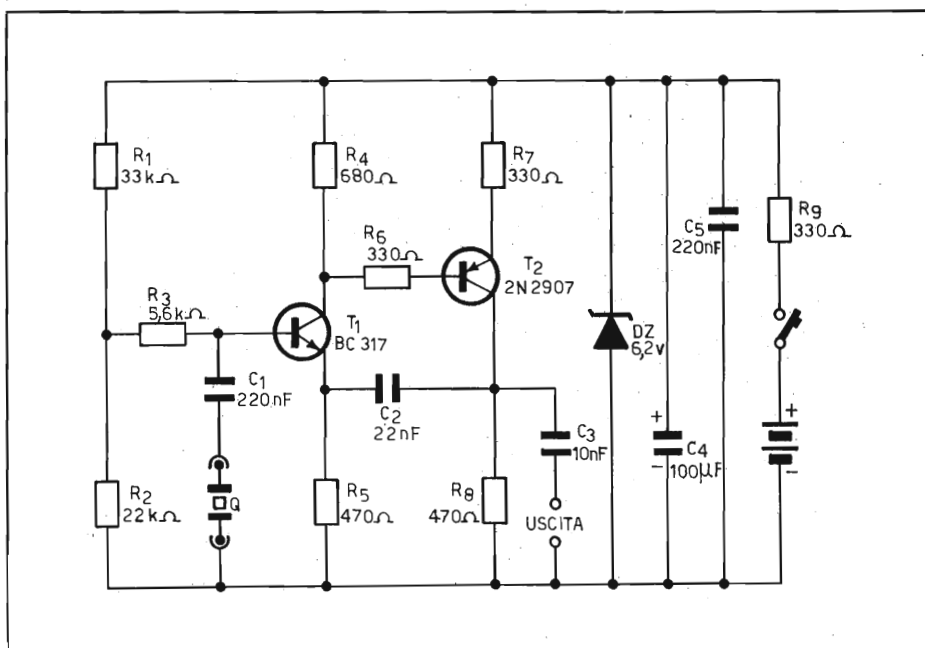



Fig. 22 - Schema elettrico di un oscillatore a quarzo.

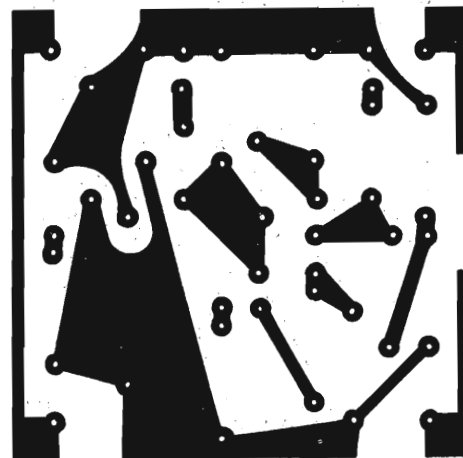



Fig. 23 - Circuito stampato al naturale visto dal lato rame.

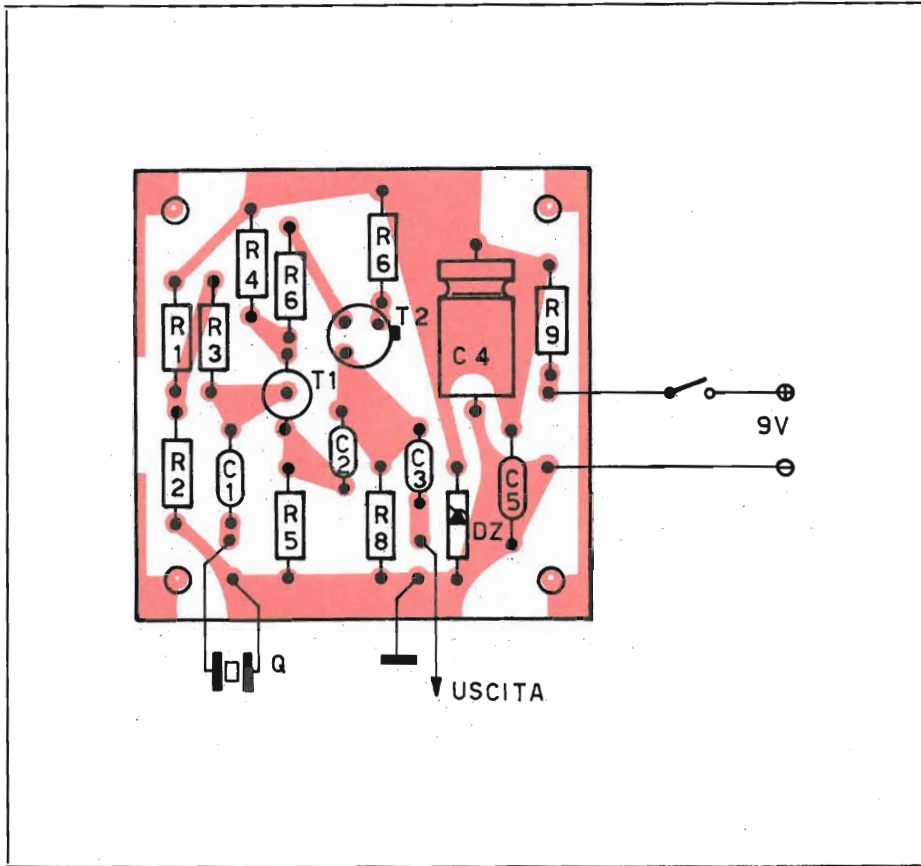



Fig. 24 - Montaggio dei componenti sul circuito stampato.

In queste condizioni i segnali di emettitore di T1 e di collettore di T2 sono in fase e il condensatore C2 di 22 nF introduce una reazione positiva che determina l'entrata in oscillazione. Ben inteso, come abbiamo già menzionato, le oscillazioni non possono aver luogo che in presenza di un quarzo nella base di T1, e la loro frequenza è imposta da questo quarzo.

I segnali di uscita sono prelevati sul collettore di T2 e trasmessi attraverso il condensatore C3 di 10 nF.

La tensione di alimentazione dell'assieme dell'oscillatore è di 6,2 V. Essa è ottenuta con una sorgente di 9 V, che può essere molto semplicemente costituita da due pile, ed è stabilizzata con il diodo Zener D2 alimentato attraverso le resistenze R9 di 330 Ω. Un disaccoppiamento energico in alta e bassa frequenza è ottenuto grazie a due condensatori di filtro, il condensatore elettrolitico C4 di 100 µF e il condensatore a film plastico C5 di 220 nF.

Un interruttore di messa in servizio completa il dispositivo.

L'assieme dell'apparecchio, con l'eccezione del quarzo e delle pile, è cablato su un piccolo circuito stampato in vetro espossidico di 6 cm di lato. La figura 23 ne dà il disegno in scala 1 : 1. Lo schema di montaggio dei componenti del circuito è invece riportato nella figura 24.

Esempio di montaggio dell'oscillatore

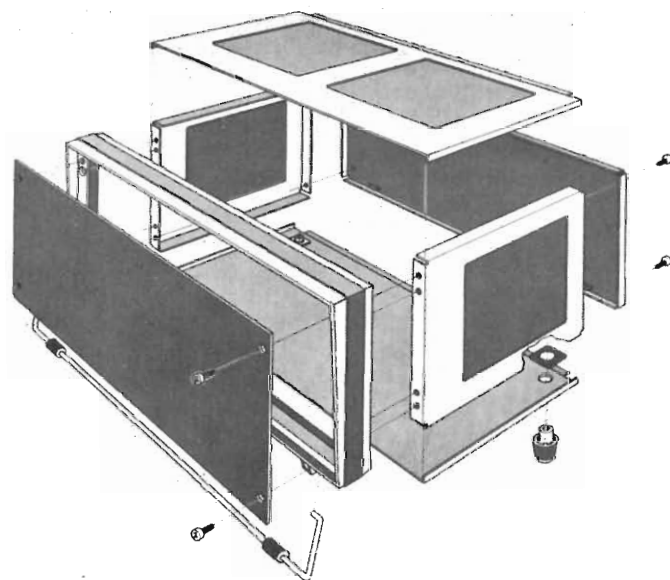
L'oscillatore può essere installato in qualsiasi custodia, o anche non protetto per una utilizzazione occasionale. E' tuttavia comodo disporre di un montaggio compatto e di facile uso. Proponiamo quello che abbiamo realizzato nel nostro laboratorio. La custodia utilizzata è un tipo in alluminio della ditta Teko.

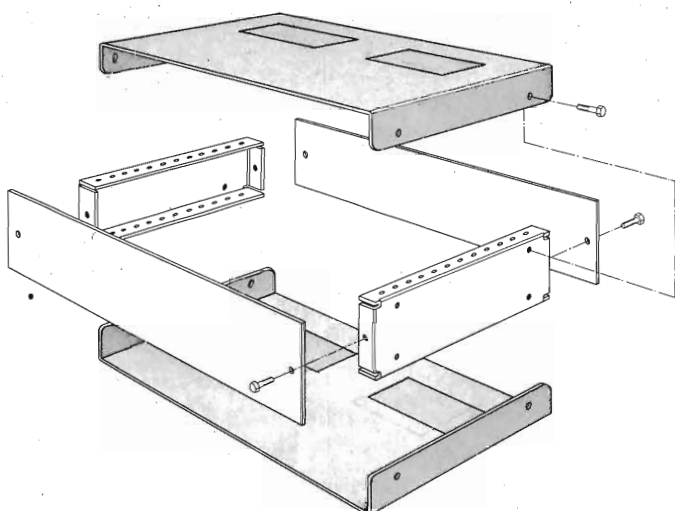
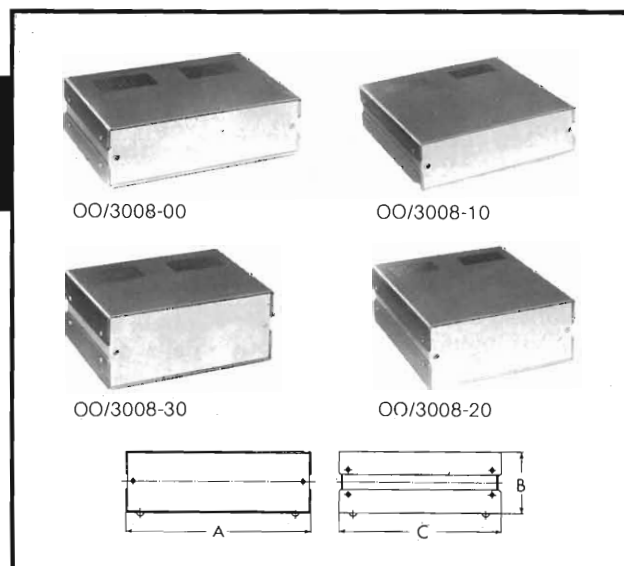
Il circuito stampato è mantenuto contro il fondo a mezzo quattro viti di 3 mm di diametro con l'interposizione di distanziatori per assicurare una distanza di 5 mm tra il circuito e la parete della custodia. Su uno dei lati sono fissati i morsetti di uscita, l'interruttore e un supporto di plastica per il fissaggio del quarzo.

L'oscillatore non necessita messa a punto e deve funzionare dall'istante della messa in funzione, se il quarzo utilizzato è in buono stato. Dalle nostre prove risulta che anche quarzi non di 1ª qualità, che sono disponibili a basso prezzo, hanno dato risultati soddisfacenti.

Dimensioni (± 1)			Codice G.B.C.
A	B	C	
295	150	130	00/3009-00
235	150	130	00/3009-10
295	200	130	00/3009-20
235	150	95	00/3009-30
295	150	95	00/3009-40
295	200	95	00/3009-50

AMTRONCRAFT® KITS

Contenitori per strumenti

Materiale: alluminio verniclato
Pannello frontale: alluminio
Cornice in materiale plastico antiurto dotata di supporto per l'inclinazione del contenitore

Contenitori per scatole di montaggio

Materiale: alluminio anodizzato
Pannelli e fiancate: anodizzate colore alluminio
Coperchio e fondello: anodizzati colore bronzo
Gommini antivibranti

Tipo	Dimensioni (± 1)			Codice G.B.C.	Prezzo
	A	B	C		
Basso - Lungo	228,5	63,5	216	00/3008-00	
Basso - Corto	228,5	63,5	146	00/3008-10	
Alto - Lungo	203	89	216	00/3008-20	
Alto - Corto	203	89	146	00/3008-30	

in vendita presso le sedi G.B.C.

Come si può moltiplicare la capacità dei condensatori elettrolitici

I condensatori elettrolitici di capacità elevata, in genere hanno un ingombro che mal si concilia con le esigenze di miniaturizzazione. Sono inoltre poveri di isolamento e hanno tolleranze altissime. Questi aspetti sfavorevoli possono creare problemi nei circuiti più delicati, per la cui soluzione esponiamo un'alternativa. Si tratta di una sorta di «moltiplicatore di capacità transistorizzato».

di Gianni BRAZIOLI

In molti circuiti, che lavorano a frequenze basse, si impiegano condensatori by-pass di capacità importante, che però dovrebbe essere offerta da un elemento di piccolo ingombro, se si tende a miniaturizzare il complesso; per esempio nel caso del preamplificatore-filtro di figura 2.

In altri casi, occorre un condensatore molto grande, dell'ordine dei 1000 µF e passa, ma nel contempo **preciso,** con una tolleranza ridotta, mettiamo ove si tratti di bipassare una rete di controreazione (figura 3) mantenendo strettamente inalterata la banda passante prevista nei calcoli.

Né in un caso, né nell'altro, è facile trovare una soluzione favorevole in forma di componente. Infatti, la massa fisica degli elettrolitici, pur tendendo a ridursi grazie all'introduzione di nuove tecniche costruttive, risulta pur sempre abbondante, se si superano i valori «intermedi».

Inoltre, i condensatori immediatamente reperibili, quando sono maggiori di 500 µF, di solito hanno scarti nella capacità dell'ordine del −20% e + 50%, o più grandi, il che è annotato sotto la voce «tolleranze» nelle specifiche di fornitura.

Gli elementi detti «di precisione» hanno prezzi multipli, rispetto ai condensatori normali, vanno ordinati appositamente, e sono spesso consegnati con notevole intervallo di tempo.

Se un progettista ha la necesità di disporre immediatamente di un condensatore grande come capacità, ma piccolo come ingombro, e preciso, suggeriamo una nostra idea pratica; una sorta di «condensatore sintetico» che discende, come concetto, dal notissimo «Zener sintetico ad alta dissipazione»: figura 1.

Come si nota, il dispositivo impiega un condensatore dalla capacità (relativamente) piccola, che può essere al Tantalio, quindi dall'ingombro modestissimo e dalla precisione generalmente più elevata dei modelli tradizionali, connesso tra il collettore e la base di un transistore di piccola potenza; al Silicio o ad alto guadagno, che è polarizzato da un resistore dell'ordine dei 10 MΩ.

Questo complesso di tre parti, è un simulatore perfetto di una capacità importante; infatti, si ha all'incirca la seguente relazione:

$$C = \beta \, C1$$

come dire che il valore di capacità risultante ai capi esterni (collettore - emettitore) è pressoché uguale al condensatore che si impiega, **moltiplicato per il Beta** del transistore. Nell'esempio di figura 1, si ha 3 µF per un Beta uguale a «200», quindi il tutto uguale a 600 µF.

Si avrà una rassomiglianza marcatissima con un elettrolitico tradizionale, perché ovviamente il transistore avrà il positivo connesso all'emettitore (si tratta di un PNP) ed il negativo al

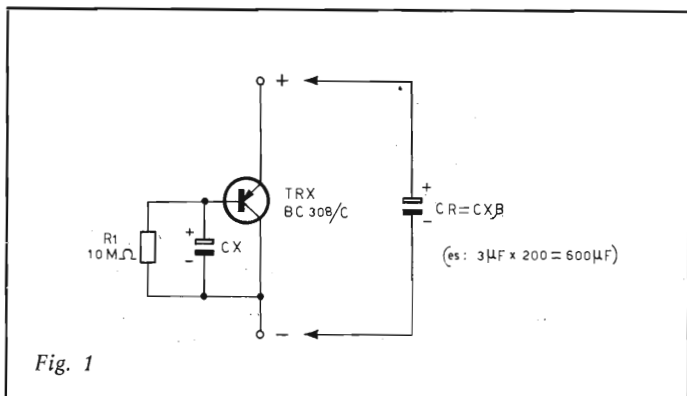



Fig. 1

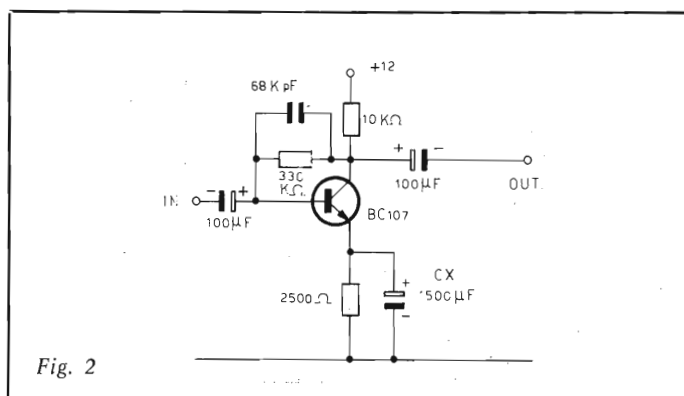



Fig. 2

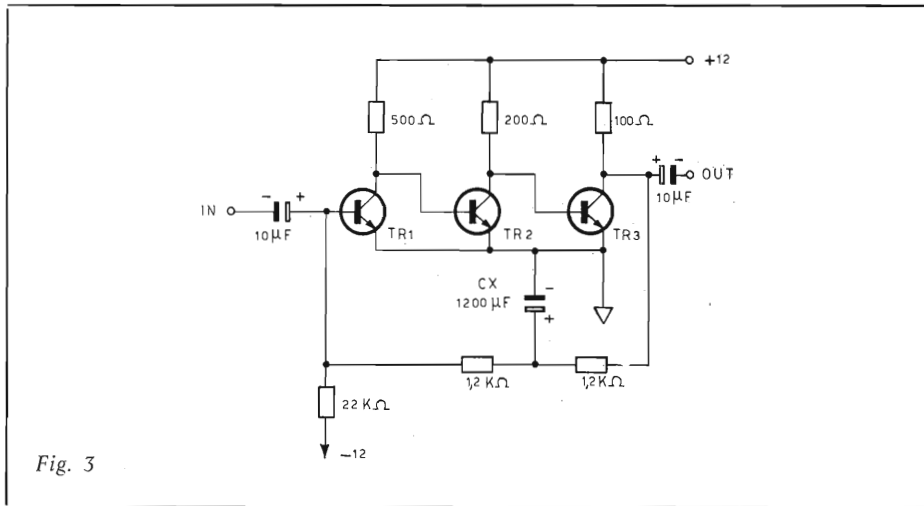



Fig. 3

collettore; per altro, l'isolamento del complesso non sarà da meno del corrispondente, grazie alle caratteristiche del Silicio.

Questo sistema non mette fine (!!) alla produzione di condensatori elettrolitici di grande valore, perché soffre di alcune limitazioni.

La maggiore è che non funziona bene nelle sezioni di filtraggio, ove circolano correnti intense, anche se si studia l'applicazione di un transistore adatto, che ne richiede però un altro pilota; quindi, tutto troppo complicato.

In pratica, trova la migliore collocazione in tutti i filtri che lavorano **sul segnale.**

Per chiarire meglio questo assunto, nelle figure 4 e 5 riportiamo il circuito di un adattatore di impedenza di tipo citofonico, progettato per raccogliere il segnale da un altoparlante da 8 Ω in funzione di microfono, e per renderlo di un valore di 5.000 Ω o analogo.

Non si tratta di nulla di eccezionalmente nuovo; anzi.

Il transistore funziona con la base in comune per i segnali, C1 è il trasferitore di ingresso, R4 chiude il circuito di emettitore per la CC, R1 ed R2 formano il partitore di polarizzazione, R3 è il carico e C3 il bipass di uscita.

Ciò che è nuovo, nello schema di figura 5, è il sistema per rendere «fredda» la base. Come si vede nella figura 4, allo scopo serve un condensatore già di qualche importanza: 250 μF, per evitare qualsiasi forma di reazione negativa sulla porzione più bassa dello spettro audio, e la conseguente riduzione della banda.

Tale condensatore, nello schema elaborato è sostituito dal transistore TRX (scelto per un Beta uguale a 100) e dal CX, un elemento che ha una capacità cento volte inferiore a quella richiesta, secondo gli assunti: 2,5 μF.

Il resistore RX polarizza la base del transistore, che può essere un BC307 selezionato, ma per il basso guadagno.

Per realizzare sperimentalmente un collaudo preciso, sia il preamplificatore di figura 4, che quello di figura 5, sono stati costruiti in forma di breadboard, impiegando parti esattamente identiche, a parte il bipass detto.

Il risultato, alle misure, è stato esattamente identico, come ci si attendeva.

Forse, il lettore, osservando le due forme del preamplificatore, con il C2 «tradizionale» e «sintetico» si dirà che non vi è poi questo grande guadagno, in fatto di ingombro. Vorremmo sottolineare che il caso scelto per la dimostrazione, è proprio al limite.

Infatti, un condensatore «a goccia» al Tantalio solido, ha un ingombro quasi eguale, sia che abbia il valore di 2,5 μF, o, poniamo 10 μF. Evidentemente, un transistore dotato di un Beta uguale a «300», non è... più grande di uno che abbia un Beta di 100 o come ci sia.

Così, con le stesse dimensioni, si potrebbe avere un bipass del valore di 10 μF · 300 = 3.000 μF.

In questo caso, il guadagno nello spazio sarebbe assai più evidente.

(Da una nota tecnica del prof. L. E. Schmultz, M.I.T. Massachusetts Institute of Technology, Cambridge Mass.)

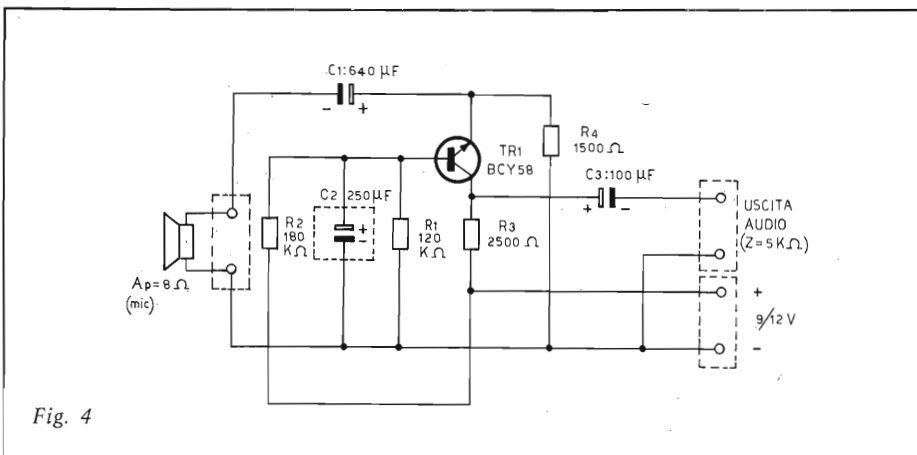



Fig. 4

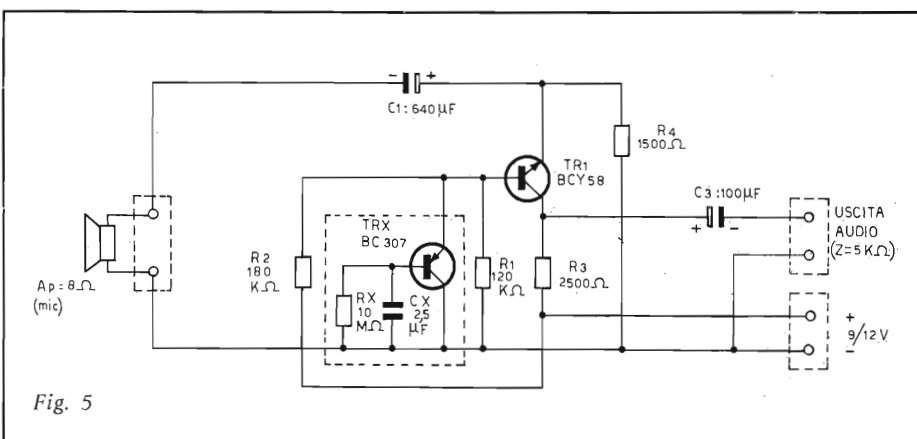



Fig. 5

Algoritmo per il calcolo della rete di polarizzazione di uno studio transistorizzato in classe A di piccola potenza

Generalmente si pensa che sulla tecnica di progetto e sui criteri di ottimizzazione di uno stadio in classe A non ci sia nulla da aggiungere, essendo i problemi ben documentati e di facile soluzione.
Ma ciò non è rigorosamente vero. I libri di elettronica, infatti, non illustrano un metodo chiaro e definitivo, un algoritmo, per il calcolo della rete di polarizzazione di un transistore bipolare che funzioni in classe A, ma nella maggior parte dei casi si limitano ad esporre la teoria, non la tecnica, del progetto, esattamente l'opposto di quanto verrà fatto nel presente articolo.

di Leandro PANZIERI

I dati che bisogna conoscere sul transistore che si intende impiegare sono quelli generalmente contenuti nei «data sheet».

In figura 1 è riportata la configurazione tipica di uno stadio in classe A ad emettitore comune. Notiamo subito l'assenza del condensatore di bypass in parallelo alla resistenza R_E. Questa omissione è dovuta al fatto che, sebbene l'inserimento di un condensatore permetta un aumento di guadagno, ottimizzarne il valore è operazione piuttosto complicata.

A ciò si aggiunga il fatto che questo bypass dovrebbe essere un elettrolitico di elevata capacità il che aumenterebbe di molto il costo dello stadio.

Il metodo che verrà illustrato tiene conto della dispersione dei parametri e delle variazioni di V_{BE} ed h_{FE} provocate da sbalzi termici e da variazioni della corrente di collettore.

Per un corretto funzionamento dello stadio è necessario che la tensione di alimentazione abbia fluttuazioni inferiori al 5% del suo valore nominale, in quanto la corrente di riposo non deve variare col livello del segnale perché ciò darebbe luogo ad aumento di distorsione.

In figura 2 sono riportati l'andamento della potenza di uscita e quello del guadagno in funzione della variazione percentuale della corrente di riposo di collettore (ΔI_{CO}).

Si noti come all'aumentare di ΔI_{CO}, il guadagno aumenti sempre e la potenza di uscita, oltre certi valori, decresca.

Un valore ragionevole di ΔI_{CO} è $\pm$ 20%.

In figura 3 è visibile l'andamento della tensione base-emettitore (V_{BE}) in funzione della corrente di collettore. Per semplicità si assumerà V_{BE} proporzionale al logaritmo di I_C, ipotesi valida con ottima approssimazione finché quest'ultima è piccola.

Scelta la tensione di alimentazione e fissato il transistore da usare, se ne calcola la resistenza termica giunzione-ambiente:

$$\Theta_{JA} = \frac{T_{JMAX-25}}{P_D} \qquad (1)$$

T_{JMAX} = massima temperatura di giunzione in °C
P_D = massima potenza dissipabile in aria libera (ambiente a 25 °C) espressa in W
Θ_{JA} = resistenza termica giunzione-ambiente espressa in °C/W.

Se il transistore verrà montato su dissipatore, si può assumere la temperatura ambiente come temperatura dell'involucro («case»).

La minima resistenza di collettore, con la quale il transistor lavora entro i limiti di dissipazione, è data dalla relazione.

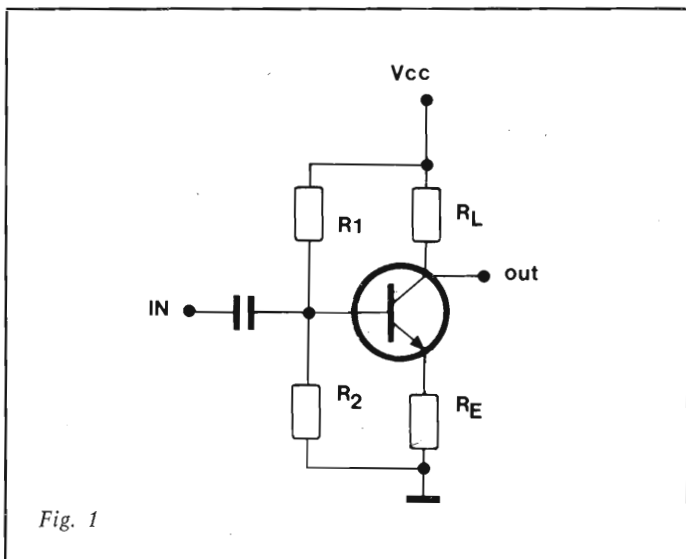



Fig. 1

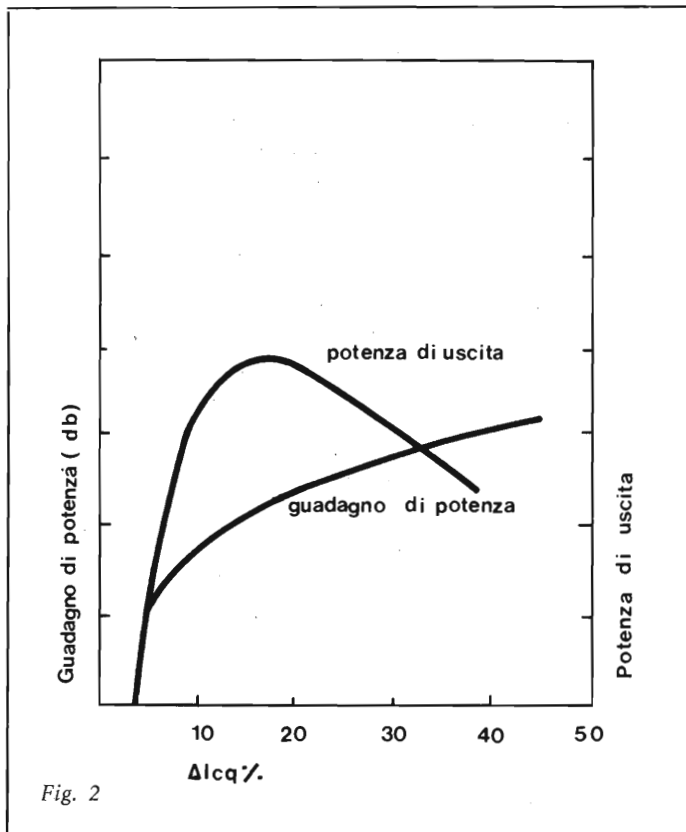



Fig. 2

$$R_L = \frac{\Theta_{JA} \cdot V_{cc}^2}{4,4 \cdot (T_{JMAX} - T_{AMAX})} \quad (2)$$

V_{cc} = tensione di alimentazione espressa in volt
T_{AMAX} = valore massimo che la temperatura ambiente può raggiungere espresso in °C
R_L = resistenza di collettore in ohm

La minima resistenza di emettitore R_E viene assunta come il 10% di R_L

$$R_E = 0,1 \cdot R_L \quad (3)$$

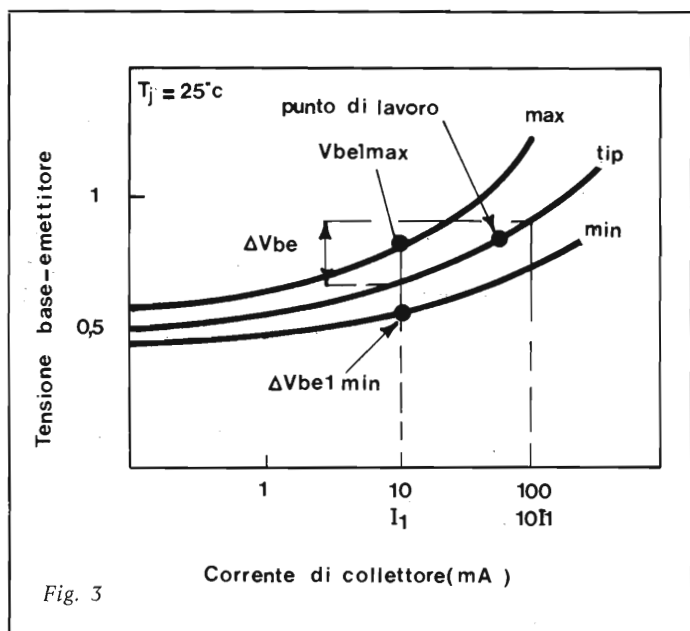



Fig. 3

La corrente di riposo, che consente la massima ampiezza della tensione di uscita, vale (in A)

$$I_{CQ} = \frac{V_{cc}}{2 \cdot (R_L + R_E)} \quad (4)$$

Se si desidera un altro valore di I_{CQ}, non si deve tener conto della (4) e nei calcoli successivi inserire il valore che interessa.

I valori massimo e minimo della corrente di collettore sono dati dalle espressioni

$$I_{CMAX} = I_{CQ} \cdot (1 + \Delta I_{CQ}) \quad (5)$$

$$I_{CMIN} = I_{CQ} \cdot (1 - \Delta I_{CQ}) \quad (6)$$

Il termine ΔI_{CQ} è la variazione percentuale imposta della corrente di collettore. Se, ad esempio, si è scelto il 20%, nelle (5) e (6) al posto di ΔI_{CQ} bisogna sostituire 0,2

Le temperature massima e minima che la giunzione raggiunge durante il funzionamento sono espresse da:

$$T_{MAX} = \Theta_{JA} \cdot I_{CQ} \cdot [V_{cc} - (R_L + R_E) \cdot I_{CQ}] + T_{AMAX} \quad (7)$$

$$T_{MIN} = \Theta_{JA} \cdot I_{CMIN} \cdot [V_{cc} - (R_L + R_E) \cdot I_{CMIN}] + T_{AMIN} \quad (8)$$

T_{AMIN} = valore minimo che la temperatura ambiente può raggiungere espresso in °C

Si sceglie ora un valore I_1 della corrente di collettore tale che I_{CQ} sia compreso tra I_1 e $10I_1$. Dal grafico che lega V_{BE} alla I_{CQ} si ricava la variazione ΔV_{BE} della tensione base-emettitore quando la corrente di collettore passa dal valore I_1 al valore $10I_1$ (vedere la figura 3).

Dallo stesso grafico, in corrispondenza di I_1, si leggono i valori massimo (V_{BE1MAX}) e minimo (V_{BE1MIN}) della tensione base-emettitore.

E' ora possibile calcolare i valori della V_{BE} che si hanno rispettivamente nelle condizioni I_{CMAX}, T_{MAX} e I_{CMIN}, T_{MIN}

$$V_{BEX} = V_{BE}1_{MIN} + \Delta V_{BE} \cdot \log_{10} \left(\frac{I_{CMAX}}{I_1}\right) - 0,0022 \cdot (T_{MAX} - 25) \quad (9)$$

$$V_{BEN} = V_{BE}1_{MAX} + \Delta V_{BE} \cdot \log_{10} \left(\frac{I_{CMIN}}{I_1}\right) - 0,0022 \; (T_{MIN} - 25) \quad (10)$$

Normalmente V_{BEX} è minore di V_{BEN}; se ciò non si verifica, si incrementa R_L del 10% e si ripetono i calcoli a partire dalla (3) compresa. Può capitare di eseguire più volte questo ritorno.

Si può a questo punto calcolare un valore più soddisfacente di R_E.

$$R_{EN} = \frac{2 \cdot (V_{BEN} - V_{BEX})}{I_{CMAX} - _{CMIN}} \quad (11)$$

R_{EN} = nuovo valore della resistenza di emettitore.

Se R_{EN} è compreso tra i valori 0,95 R_E e 1,05 R_E, il calcolo può procedere, altrimenti si incrementa R_L di una quantità pari allo scarto tra R_{EN} ed R_E, si assume per R_E il valore R_{EN} e si ripete tutto a partire dalla (4) compresa. Le iterazioni cessano quando è soddisfatta la con-

Inizio
Leggi: Vcc, Ta min, Ta max, Icq,
TJ max Pd
OJa=(1)
RL=(2)
Re=(3)
Icq=(4)
Ic min=(6)
Ic max=(5)
T max=(7)
RL = RL·1,02
Tmax ≤ TJ max
no
si
T min=(8)
Scegli I1 in modo che Icq sia compreso tra I1 e 10I1
Leggi: Vbe variazione della tensione base-emettitore corrispondente ad una variazione della corrente di collettore da I1 a 10I1,
Vbe1min
Vbe1max
in corrispondenza di I1 a 25° c
Vbex=(9)
Vben=(10)
Vbex ≤ Vben
no
RL = RL·1,1
Ren=(11)
0,95·Re ≤ Ren ≤ 1,05 Re
no
si
RL = RL + Ren − Re
Re=Ren
Leggi i valori di Hfe in corrispondenza di Ic min, Tmin e di Ic max, Tmax; il più grande è Hfe max e l'altro Hfe min
Rb=(12)
Vbb=(13)
R1= (14)
R2= (15)
Ap= (16)
Ps= (17)
Ap e Ps sono sufficenti
si
Fine
no
Cambia transistor scegliendone uno con Hfe min più elevato

dizione su R_{EN}. Di solito due o tre iterazioni sono sufficienti. Se, ad esempio, R_{EN} cresce sempre e si avvicina al valore di R_L, significa che ΔI_{CQ} è troppo piccola ed è opportuno cambiare transistore.

Se nel calcolo risulta T_{MAX} maggiore di T_{JMAX}, bisogna incrementare leggeremente R_L e rifare tutti i conti a partire dalla (3) compresa.

A questo punto sono noti i valori di R_L e di R_E. Bisogna ora consultare di nuovo il foglio delle caratteristiche del transistore per rilevare i valori massimo e minimo di h_{FE}.

Nel diagramma $h_{FE} = f\ (I_c, T)$ si segnano i punti (I_{CMAX}, T_{MAX}) e (I_{CMIN}, T_{MIN}) e si leggono i valori corrispondenti di h_{FE}: il maggiore di essi sarà h_{FEmax}, l'altro h_{FEmin}. Molto probabilmente il rilievo di queste grandezze presenterà qualche difficoltà pratica; si tenga comunque presente che dalla precisione con cui si conoscono h_{FEmax} e h_{FEmin} dipende la precisione del calcolo del guadagno di potenza minimo.

E' ora possibile calcolare il circuito equivalente della rete di polarizzazione di base:

$$R_B = \frac{h_{FEmax} \cdot h_{FEmin} \cdot [R_E \cdot (I_{CMAX} - I_{CMIN}) + V_{BEX} - V_{BEN}]}{h_{FEmax} \cdot I_{CMIN} - h_{FEmin} \cdot I_{CMAX}} \qquad (12)$$

$$V_{BB} = V_{BEN} + I_{CMIN} \cdot \left(\frac{R_B}{h_{FEmin}} + R_E\right) \qquad (13)$$

I valori di R_1 ed R_2 sono dati da

$$R_1 = \frac{V_{CC}}{V_{BB}} \cdot R_B \qquad (14)$$

$$R_2 = \frac{V_{CC}}{V_{CC} - V_{BB}} \cdot R_B \qquad (15)$$

Queste relazioni sono valide purché il rapporto h_{FEmax}/h_{FEmin} sia maggiore di I_{CMAX}/I_{CMIN}, condizione generalmente soddisfatta.

Il guadagno di potenza minimo A_P vale:

$$A_P = \frac{R_B \cdot R_L \cdot h_{FEmin}}{R_E \cdot (R_B + h_{FEmin} \cdot R_E)} \qquad (16)$$

mentre la minima potenza di uscita P_S è:

$$P_S = (1 - \Delta I_{CQ})^2 \frac{V_{CC}^2\ R_L}{8 \cdot (R_L + R_E)^2} \qquad (17)$$

Se A_P e P_S sono insufficienti, è possibile dotare il transistore di un dissipatore e ripetere tutti i calcoli, altrimenti cambiare transistore scegliendone uno con h_{FEmin} più elevato.

Bisogna però tenere presente che in realtà P_S ed A_P saranno certamente maggiori di quelli calcolati con le (17) e (16) poiché in queste formule si è impiegato il valore statico del guadagno e non, più correttamente, quello dinamico (h_{fe}). In conclusione le (16) e (17) esprimono guadagno e potenza nelle condizioni più sfavorevoli.

Il diagramma di flusso di figura 4 indica in modo sintetico l'ordine di successione delle operazioni da svolgere.

I radioamatori e la spedizione di Renato Cepparo nell'Antartide

a cura del Comitato Regionale Lombardo ARI

Tre sono state fino al 1974 le grosse imprese di carattere scientifico, marinaro e sportivo di risonanza mondiale cui gli «OM» italiani hanno dato la loro adesione morale ed il loro aiuto; in ordine di tempo:

— L'impresa del «Celeusta» condotta dal Comandante Valli da Callao nel Perù, verso il pacifico centrale fino all'arcipelago delle Tuamotou. Si trattò di sperimentare i mezzi necessari ai naufraghi per la sopravvivenza in mare aperto e di cercare di dare una spiegazione alle vestigia tecniche scoperte a suo tempo nell'isola di Pasqua.

— La traversata «in solitario» dell'Atlantico, compiuta da Ambrogio Fogar nel corso della «OSTAR» del 1972.

— Il giro del mondo a vela contro vento e contro le correnti compiuto nel 1973/74 da Ambrogio Fogar con il passaggio del «Capo Horn» da est a ovest.

Per il periodo 1975/76 è stata ora felicemente condotta a termine, a cura di «OM» della Regione Lombarda, la quarta assistenza radio e precisamente alla spedizione di Renato Cepparo in Antartide; siamo lieti di darne qui doverosa informazione.

COME E' NATA LA SPEDIZIONE

La spedizione nell'Antartide ha preso le mosse da un libro: «Una civiltà sotto ghiaccio», del Comandante Flavio Barbiero, che è stato poi vice-capo della spedizione.

Questo libro mette in luce, ed in connessione tra di loro, tutta una serie di fatti storici inoppugnabili tendenti a lasciar pensare che la favolosa Atlantide, il «Continente sommerso», sia veramente esistito in Antartide 140 secoli fa, e che a seguito di un radicale mutamento di clima sia stata sepolta sotto i ghiacci perenni.

Renato Cepparo, che aveva già accarezzato l'idea di una spedizione alpinistica, una volta letto il libro di Barbiero, ritenne interessante programmare una spedizione dal doppio scopo scientifico e sportivo; si sarebbero scalate nuove cime, (le ultime «prime» alpinistiche infatti sono rimaste praticamente solo in questa zona), e si sarebbe cercato di trovare prove atte a verificare la tesi della «civiltà sepolta dai ghiacci».

Renato Cepparo era la persona adatta a portare a termine un'impresa di tal genere. Diamone un sintetico ritratto: sessantenne dotato di una solida salute e di notevole vigore fisico e morale, dispone di tutto il tempo che vuole perché, dopo una vita impegnata nei servizi tecnici cinematografici (realizzazione, sviluppo e stampa di film), ha ceduto la sua impresa ed ora può dedicarsi all'attività che più lo appassiona, cioè la promozione degli sport popolari (ricordiamo le marce «ecologiche» organizzate dalla F.I.A.S.P. Federazione Italiana Amatori Sport Popolari).

Quanto alla spedizione Cepparo aveva le idee chiare: doveva essere autonoma, non aggregata ad altre non italiane, come programmi e finanziamenti; anche se ciò significava che il metterla in piedi diveniva tutt'altro che semplice. Ma l'energia di Cepparo ha trionfato su tutto. Ha trovato senza alcun vincolo i capitali necessari (tra l'altro tutti i componenti la spedizione hanno largamente contribuito alle spese), ha tracciato i programmi e preparato i materiali e i mezzi di trasporto superando mille difficoltà.

Tra queste vi era l'inquadramento della spedizione nel cosiddetto «trattato dell'Antartide» con il quale una quindicina di Nazioni tra cui USA, URSS, Francia, Nuova Zelanda, Norvegia, Argentina e Giappone, si sono accordate fin dal 1958/59 per gestire un programma di studio sulle terre di latitudine superiore ai 60° Sud.

L'Italia non si è ancora interessata in questo contesto internazionale ed in questa direzione Cepparo intende sensibilizzare, con la spedizione, il Governo Italiano.

L'IMPRESA

Nei primi mesi del 1975 l'impresa prendeva corpo e così pure le scadenze delle date che erano vincolate alla stagione. L'estate australe va da Dicembre a Febbraio all'incirca.

In quei mesi occorreva agire per avere le migliori condizioni di lavoro scientifico e sportivo. Era dunque necessario essere pronti con tutto il ma-

Fig. 1 - I2NSR con il cronista sportivo della RAI-TV Vittorio Mangili mentre registrano un contatto radio con la spedizione che è stato ritrasmesso nel corso del programma «Dribblig».

teriale il 20 Dicembre a Montevideo e di là partire con una nave noleggiata, la «Repunte», per trovarsi il 24 a passare un «Natale bianco» in Antartide nell'isola di Ross.

Per i due mesi successivi era prevista tutta una serie di impegni scientifici e sportivi.

Nel frattempo venne definito l'equipaggio; Cepparo ha pensato pure ai collegamenti radio; era un vecchio radiotelegrafista di marina ed aveva automaticamente diritto alla licenza di radioamatore che il nostro ministero P.T. gli ha rilasciato di buon grado con nominativo I 1SR/MM autorizzando pure la propria stazione radio di Roma I∅RCS, Radio Collegamenti Speciali, ad assisterlo assieme ai radioamatori.

A Zelo Buon Persico (Milano) ed a Monza si definisce la rete di «OM» che seguiranno in 14 e 21 MHz la spedizione, malgrado la propagazione sia proprio nel suo momento più brutto: a Zelo Buon Persico opererà I2EDU Ettore; si organizzerà tutta una rete da parte della Sezione ARI di Monza che collaborerà in «equipe» anche su un canale di servizio in VHF a 145,575 MHz; ne fanno parte:

I2NRS Nino da Muggiò
I2UPG Alberto da Verano
I2CNC Carlo da Lesmo
I2VGT Peppino da Besana
I2KHM Gersam da Desio
I2BJS Renato da Monza

Cominciano così dal 16-11-75 QSO organizzativi con la Terra del Fuoco: LU6XE Piero di Rio Gallego; daranno una mano anche 9L1AP Padre Attilio Missionario in Sierra Leone e CX8DI Raoul da Montevideo. Più tardi si aggrega I2KWX Giacomo da Bergamo. Gli altri «OM» lombardi daranno i loro utili consigli.

Cepparo si provvede di un ottimo ricetrasmettitore, lo Swan 700CX con 400 W PEP, e di alcuni apparati VHF della Labes per i collegamenti locali. I materiali vengono imbarcati da Trieste, sulla Cristoforo Colombo per Montevideo.

Poi, improvvisamente, a 12 giorni dalla partenza ufficiale della spedizione cade il fulmine a ciel sereno: l'Argentina pone un veto non motivato alla spedizione italiana. Che fare? Tutto è già stato approntato a tempo. Cepparo non si perde d'animo e telegrafa chiedendo solidarietà ai paesi aderenti al trattato dell'Antartide. Rispondono Nuova Zelanda e Francia affermando che non sussiste nessun valido motivo per questo diniego. Scoppia un «battage» giornalistico; l'Argentina tergiversa con dichiarazioni varie ma fa arrestare il capitano della nave noleggiata, la «Repunte» sotto l'accusa di «avere l'intenzione di portare gli italiani in zone controllate militarmente dagli argentini». E' un pretesto per fare fallire la spedizione?

Cepparo non esita. Noleggia ad Oslo una solida imbarcazione d'alto mare, 500 tonnellate di stazza, 61 mt. di lunghezza e una velocità di 13 nodi: è la «Rig Mate». I norvegesi che partecipano al trattato dell'Antartide danno così il loro appoggio.

Barbiero e Rezia si imbarcano sulla nave che parte per Lisbona ove il

ATLANTE GEOGRAFICO ZANICHELLI — OCEANO ATLANTICO E POLI — 114

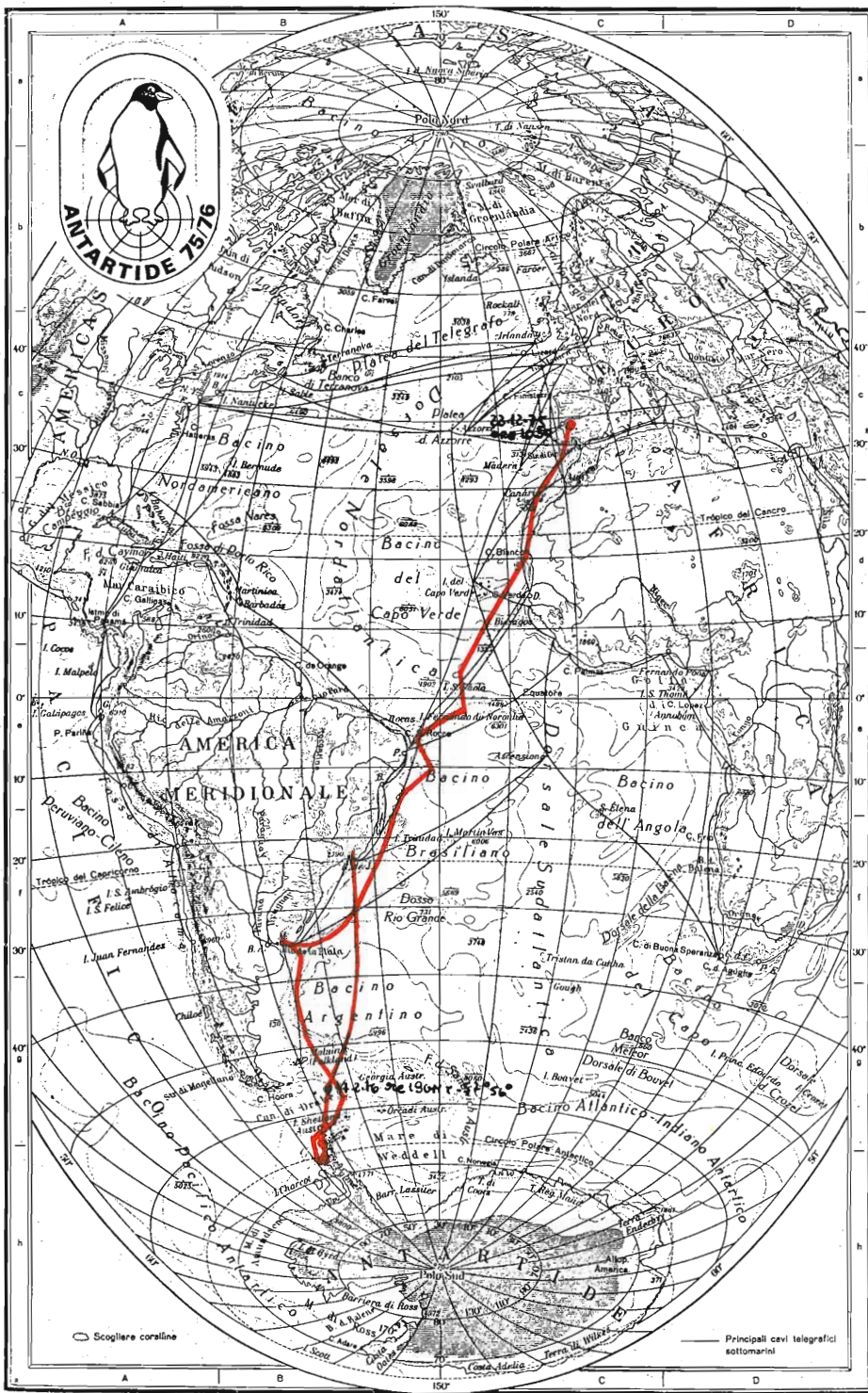



Fig. 2 - Cartina del percorso della Rig-Mate da Lisbona il 22-12-1976 con arrivo a Montevideo e proseguimento per la Penisola di Palmer e installazione del campo base nelle isole di King George. Il ritorno è iniziato il 15-2-1976 ed ha portato la spedizione a Rio il 24-2. Da qui il ritorno in patria con aereo.

21-12 si imbarcano gli altri 12 componenti della spedizione, Cepparo compreso.

Inizia un viaggio di 16 giorni in tutto, compreso il carico di nafta a Las Palmas. La Rig Mate attracca così a Montevideo ove, arrivato in aereo si imbarca il 15° uomo dell'equipaggio: Riccardo Cepparo cineoperatore. Comincia il carico dei materiali da cui restano esclusi però vari colli per il valore di 12 milioni di lire. E' forse l'ultimo tentativo dell'Argentina tramite l'Uruguay, di impedire la spedizione, ma, se è così esso cade nel vuoto; anche se viene a mancare, con il materiale bloccato, circa un quarto della baracca in cui abitare dopo lo sbarco in Antartide. Si riparte da Montevideo il 9-1-76 ed il 15-1, si arriva in una baia all'isola di King George dove si stabilisce il campo base «Giacomo Bove» dal nome di uno dei primi italiani in Antartide.

I tempi si erano ormai ridotti e i componenti della spedizione hanno dovuto sottoporsi a un duro sforzo fisico per realizzare egualmente il programma nel solo mese rimasto a disposizione.

Fig. 3 - Ecco la cosiddetta ruota nautica. Da sinistra in piedi: I2CNC Carlo, I2KHM Gersam e poi da sinistra in basso: I2BJS Renato, I2VGT Peppino, I2NSR Nino e I2UPG Alberto. La «ruota» ha operato praticamente in «diversity» con un collegamento in 145,575 che ha permesso, caso per caso, di scegliere l'operatore più favorito dalla propazione.

I COLLEGAMENTI RADIO

Dopo tutto quello che si è qui riportato in succinto si può capire l'importanza dei collegamenti radio mantenuti con la madre patria per il tramite degli OM lombardi.

I collegamenti radio si sono susseguiti praticamente ogni giorno.

I∅RCS ha operato con potenze fino a 25 kW di picco ma gli om hanno sfoderato le loro armi e cioè antenne direttive con guadagni fino a 12 dB! Sia durante i viaggi di trasferimento che in Antartide i collegamenti sono così sempre risultati buoni.

Gli OM delle reti di Monza, Milano e Bergamo hanno operato come in «diversity» passando il microfono a chi di volta in volta si trovava nelle migliori condizioni di propagazione. Il collegamento di servizio in diretta in 145.575 MHz si è così rivelato utilissimo. La frequenza utilizzata è stata per lo più quella dei 14,102 MHz, appena di sopra quindi dell'inizio della banda telegrafica.

Si è rivelato questo il punto della gamma dei 20 metri meno afflitto dal QRM; è stata una delle scelte felici concordate tra I1SR e gli om lombardi.

In qualche caso, quando la propagazione ha fatto cilecca, hanno dato una mano gli amici che abbiamo già ricordato e cioè:

9L1AP Padre Attilio; CX8DI Raoul al quale si devono anche importanti telefonate fatte nei momenti cruciali; LU6XE Piero.

Sono intervenuti anche altri om da tutta Italia a collegare un om così importante ed anche... con una così bella QSL che riporta un pinguino, il simbolo della spedizione.

Qualche volta si è avuta della «maretta» perché alcuni om non si rassegnavano ad attendere la fine dei QSO di servizio per realizzare i propri, disturbando così i radiocollegamenti. Poi anche per intervento di I∅RCS che si è segnato qualche nominativo, le interferenze si sono in pratica risolte e non si sono più avuti intralci al traffico radio con Cepparo.

Fig. 4 - Ecco la QSL di I1SR/MM Renato Cepparo in mezzo ai compagni della spedizione; è il terzo in piedi da sinistra.

Fig. 5 - Questa è invece la bella QSL della stazione ufficiale del Ministero PT: I0RCS (Radio Collegamenti Speciali). Essa ha lavorato nelle vicinanze di Roma con potenza di 25 kW e un'ottima organizzazione tecnica e operativa.

I risultati della spedizione

Si può dire che gli scopi di questo viaggio sono stati raggiunti. Il biologo Angelo Gandini ha potuto studiare l'effetto di diete speciali sotto l'azione del campo magnetico del polo sud e per di più sono stati catturati dei pesci locali di specie sconosciuta e che verranno in seguito analizzati in Italia e studiati in relazione alle condizioni ambientali del 60° parallelo sud.

I due geologi Remo Terranova e Giancamillo Cortemiglia hanno studiato con il vice della spedizione Flavio Barbiero lo spostamento della calotta antartica con rilievi dell'interfaccia mare-continente; si sono inoltre eseguite trivellazioni con percorso sotteraneo fino a circa 250 metri di profondità con risultati molto interessanti.

Fig. 6 - Ecco l'«OM» che ha collaborato da Milano ai collegamenti radio con la spedizione; è Ettore Trabattoni I2EDU.

Gli alpinisti Alippi, Erba e Laritti dei «Ragni di Lecco» e Arcari della «Pell e Oss» di Monza, hanno operato in condizioni praticamente proibitive ottenendo buoni risultati.

A terra la temperatura era di qualche grado sopra o sotto lo zero ma diveniva subito di −20° e più non appena si saliva di qualche centinaio di metri, partendo praticamente a volte da un battello che portava direttamente sotto gli strapiombi rocciosi. Si è così dovuto procedere con il cosiddetto metodo Himalayano, operando con la preparazione di successivi campi base.

Sono state scalate:

- una vetta di 780 metri che è stata chiamata «Cima Radioamatori» in riconoscimento al lavoro svolto dagli «om»;
- una vetta di 1300 metri dedicata ai «Ragni di Lecco»;
- una montagna di 1450 metri che è stata battezzata «Cima Italia»
- numerose altre ascensioni di importanza minore.

CONCLUSIONI

Nel complesso, nonostante le traversie subite, ci sembra che la spedizione di Cepparo abbia dato buoni frutti.

Ottimi in ogni caso quelli ottenuti come radiocollegamenti con la stazione I∅RCS del Ministero P.T. e con gli «om» lombardi superando oltre 18 mila Km di massima distanza fra base italiana e spedizione.

Il lavoro radio svolto ha permesso di apprezzare una volta di più il valore delle antenne di forte direzionalità e l'impiego di una tecnica operativa raffinata e limitata all'essenziale fra operatori validi e allenati.

Il Comandante Faggioni, a seguito della sua OSTAR del '72, ha scritto cose grosse sul traffico marittimo in onda corta affermando che «il pesce grosso mangia il più piccolo», vale a dire che la stazione radio a bordo della nave maggiore copre l'emissione dell'imbarcazione minore. Ebbene la risposta degli OM è qui nei recenti risultati di collegamenti radio condotti fra stazioni quasi agli antipodi fra di loro e con solo qualche centinaio di watt.

E' necessario dunque che in futuro si operi a VFO, magari con lettura digitale della frequenza, che le stazioni di terra impieghino antenne direttive orientabili (le bande marine in HF lo consentono) e che si impieghino operatori veramente capaci e con molta esperienza sulle spalle. Lo ha ben compreso il nostro Ministero P.T. che, a quanto ci risulta in modo non ufficiale, sta sistematicamente assumendo per le nostre numerose stazioni costiere dei tecnici che abbiano per vari anni lavorato come radiooperatori di bordo.

Sono senza dubbio questi i tecnici più adatti ad utilizzare i mezzi di prima qualità che vengono ora approntati, specie come ricevitori ed antenne per le stazioni costiere italiane.

In questo senso l'attività degli OM è veramente indicativa di una strada che occorre oramai percorrere con decisione e coscienza.

Non c'è da stupirsi se il nostro Ministero P.T. anche in questa occasione ha permesso che gli OM nel loro lavoro affiancassero una stazione potente e moderna come la I∅RCS. E' evidente che si vuol toccare con mano le possibilità offerte dai nuovi ritrovati tecnici e per questo dobbiamo lodare la sensibilità e la competenza dei tecnici e dirigenti della Direzione Centrale dei Servizi Radioelettrici di Roma.

UNO SGUARDO AL FUTURO

Con questa nuova assistenza gli OM italiani hanno comunque messo da parte delle esperienze preziose da portare nel 1979-80 sul tavolo delle trattative nell'ambito della Conferenza In-

ternazionale I.T.U. (International Telecomunication Union).

Le assistenze per mare stanno affermandosi e questo è un fatto significativo.

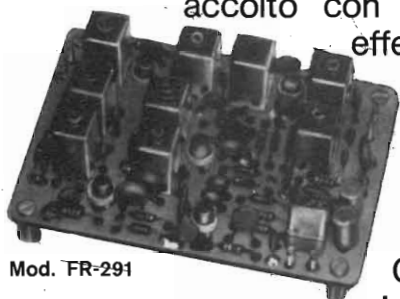
Solo gli OM hanno dimostrato di poter assicurare un certo tipo di collegamento specie se si pensa di operare con mezzi modesti e con apparati che costano addirittura fino a un quinto di quelli professionali per marina mercantile.

L'A.R.I. dovrà preoccuparsi di normalizzare e regolamentare anche questa materia con il nuovo Consiglio recentemente eletto. E' importante infatti che le assistenze C.E.R. (e cioè del Corpo Emergenza Radioamatori) non siano affidati all'improvvisazione dei singoli OM ma che i «CER Manager» locali intervengano disciplinando la materia e inquadrando il lavoro in base alle esperienze fatte.

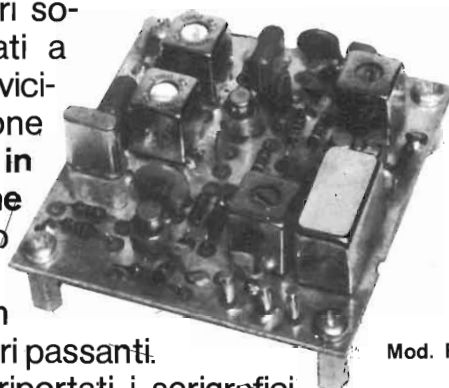
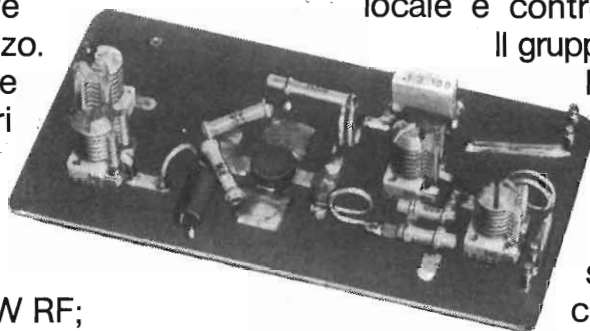
Fig. 7 - Ecco la nave norvegese Rig-Mate che con un viaggio di 20 giorni ha portato la spedizione dall'Europa in Antartide.

L'A.R.I. potrà patrocinare a nostro avviso solo le assistenze maggiori, senza tuttavia trascurare quelle di minor valore, purché siano trattate con un minimo di serietà e di coscienza, su basi di partenza ben definite e preordinate. E' indispensabile, ad esempio, che il navigatore acquisisca una certa capacità operativa prima di partire. Sotto questo profilo andrà trattata una normativa con il Ministero P.T. che ringraziamo ufficialmente da queste pagine plaudendo all'opera del suo massimo dirigente l'avv. Insinna. Un caldo e cordiale saluto rivolgiamo agli operatori della Stazione Radio I∅RCS ed al dirigente dott. Ing. Guidarelli, per il rapporto franco, aperto ed amichevole tenuto anche in questa occasione con gli OM lombardi.

UNITA' PREMONTATE VHF/FM TENKO

La GBC Italiana desidera offrire a tutti i radioamatori italiani i **vantaggi economici e tecnici delle unità premontate «Tenko»**. Per raggiungere tale scopo, che sarà accolto con grande favore dagli interessati, la GBC ha deciso di effettuare **prezzi eccezionali dal 1° aprile al 31 maggio 1976**. Questa campagna promozionale non sarà ripetuta, pertanto i radioamatori sono cordialmente invitati a recarsi presso la più vicina sede dell'organizzazione GBC per **approfittare in tempo utile dell'occasione eccezionale**. Le unità premontate «Tenko» sono realizzate in esecuzione professionale con componenti di qualità. I circuiti stampati sono tutti in vetronite a doppia faccia, con metallizzazione dei fori passanti.

Mod. FR-291

Mod. FR-292

I circuiti sui quali sono riportati i serigrafici dei componenti sono dorati. Sono composte da cinque unità. Il gruppo ricevitore 1ª conversione, mod. FR-291 è equipaggiato di tre transistori al silicio e due mosfet dual-gate autoprotetti. Il gruppo ricevitore 2ª conversione, mod. FR-292, è equipaggiato di mosfet dual-gate autoprotetti sia nella parte dell'amplificatore che in quella del convertitore. L'oscillatore locale è controllato a quarzo. Il gruppo ricevitore limitatore discriminatore a bassa frequenza è equipaggiato con transistori al silicio e due circuiti integrati. La sezione trasmittente, mod. FR-295 eroga la potenza di 2,5 W RF; con l'aggiunta del mod. FR-296 si ottiene la potenza di 15 W RF. Per coloro che volessero utilizzare le unità premontate «Tenko» con i quarzi consigliamo il circuito con commutatore canali mod. FR-294. La visita a una sede GBC sarà utile anche per l'eventuale richiesta di maggiori schiarimenti.

Mod. FR-293
L. 34.000

Mod. FR-295

Mod. FR-296

IN VENDITA PRESSO TUTTE LE SEDI

L'evoluzione della TV: IL CEEFAX

di Domenico SERAFINI e Paolo P. SERAFINI

Devo dire che l'Inghilterra sa essere sorprendente, l'ultima mia visita è stata un caleidoscopio di sorprese e, tra queste, devo senz'altro segnalare il CEEFAX. Sino a poco tempo fa questo è stato un mistero persino per i giornalisti e redattori di riviste tecniche. Paolo (il coautore di questo servizio) alcuni anni fa mi aveva scritto di una strana riga di puntini luminosi visibili ad occhio nudo sulla parte superiore dello schermo televisivo quando il quadro veniva abbassato.

Dalle descrizioni datemi pensai che si trattasse di un segnale di prova simile a quello VITS e VIR trasmessi dalle stazioni statunitensi (vedi riquadro).

Le mie deduzioni, sebbene piuttosto razionali, a Paolo non sembravano logiche; così, tra una corrispondenza e l'altra, siamo arrivati al «gran finale» conclusosi con la presentazione ufficiale del CEEFAX alla stampa, proprio durante la mia visita in Gran Bretagna.

Naturalmente cosa fosse questa «riga luminosa» era stato scoperto da alcuni tecnici molti mesi prima, comunque, ci informa Paolo, per la maggior parte dei riparatori TV la risposta giunse solamente nella primavera del 1975.

La strana riga luminosa stava anche infastidendo i telespettatori; forse l'interesse manifestato dai riparatori aveva stimolato la curiosità e l'ansietà degli utenti i quali, non ricevendo un'adeguata risposta dai tecnici, tempestarono di telefonate le stazioni televisive.

CRONISTORIA

CEEFAX, che vuol dire «seeing facts», cioè vedere le notizie o i fatti, è un servizio ausiliario effettuato per la prima volta nel 1972 dalla BBC (British Broadcasting Corporation). Questo permette ad un comune ricevitore televisivo di rappresentare una pagina «telestampata» al semplice tocco di un pulsante Fig. 1.

Sin dalle prime indiscrezioni il CEEFAX è stato considerato come la più importante evoluzione della TV dopo l'apparizione della TVC. Con una tale qualifica c'era d'aspettarselo che altre compagnie sarebbero entrate in scena, infatti dopo pochi mesi la IBA (Independent Broadcasting Authority) sviluppò un proprio sistema per trasmettere informazioni ausiliarie

Fig. 1 - Parte del laboratorio di ricerche CEEFAX al 7° piano dell'edificio della BBC. Nella foto due tecnici mentre preparano le «pagine».

Fig. 2 - Una delle funzioni del CEEFAX è quella relativa ai «newflash»: in tal modo il telespettatore è in grado di far sovrapporre ai programmi normali, notizie flash.

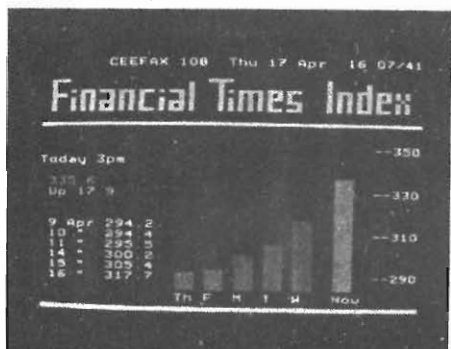



Fig. 3 - Una delle pagine CEEFAX finanziarie trasmesse dalla BBC.

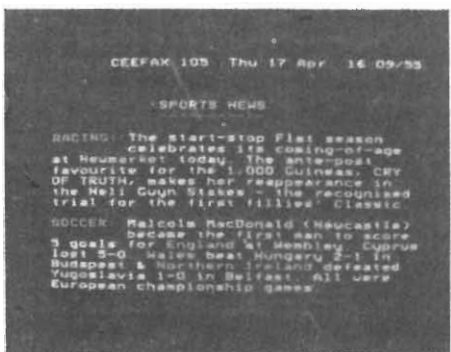



Fig. 4 - Una pagina CEEFAX per le notizie sportive.

Fig. 5 - Un'altra pagina CEEFAX per il servizio meteorologico. Tutte le pagine presentano la data e l'ora esatta.

facendo uso della stessa porzione oscurata del segnale televisivo.

Il sistema IBA, chiamato ORACLE per Optional Reception of Annuncements by Coded Line Electronics, eccetto per alcuni miglioramenti era fondamentalmente identico al CEEFAX, ma incompatibile con esso. L'agonia del tirocinio per la standardizzazione fu evitata per merito di una sensibile e razionale iniziativa dell'associazione BREMA (Brtich Radio Equipment Manufactures' Association) che rapppresenta l'industria televisiva.

Questa, assieme alla BBC e IBA è riuscita a far combinare i vantaggi del CEEFAX e dell'ORACLE sviluppando un unico standard nel Marzo del 1974.

Il 22 aprile dello stesso anno la BBC inizia le trasmissioni CEEFAX con il sistema standardizzato e, il 24 maggio '74 iniziò il servizio CEEFAX multipagine per otto ore al giorno sulla BBC-1 in UHF.

Seppure la standardizzazione del sistema è arrivata in un tempo record, l'accordo sulla terminologia sembra ritardare; infatti, mentre la BBC si ostina a chiamarlo un «servizio CEEFAX», la IBA lo riferisce come un «sistema ORACLE» Ad ingarbugliare la matassa si sono messe alcune case che, cercando di accontentare tutti, hanno coniato nuovi termini presi dalle combinazioni dei due nomi. Ne sono usciti fuori, così, «servizi Teledata» e «Teletex», mentre i decodificatori sono identificati come Tifax e Teletex.

Con le dovute riserve possiamo dire che probabilmente i termini ufficiali o di uso comune saranno TELETEX per il sistema e TIFAX per il decodificatore, comunque in questa sede, dato che la maggior parte delle informazioni ci sono state fornite dalla BBC, per un senso di cortesia indicheremo il servizio TV ausiliare come CEEFAX.

LE CARATTERISTICHE

Il CEEFAX è nato per lo scopo di trovare un modo di far rappresentare caratteri stampati sullo schermo televisivo per gli utenti privi dell'udito e senza che lo scritto infastidisse gli altri. La soluzione più razionale è sembrata essere la scelta selettiva, in altre parole si è fatto in modo di codificare le informazioni ausiliare facendole «viaggiare» nella porzione del segnale video reso invisibile dal blanking verticale.

In tal modo solamente gli interessati, tramite un apposito apparato, sarebbero stati in grado di ricuperare queste informazioni Fig. 2.

Una volta realizzato, il CEEFAX si è rivelato più flessibile di quanto immaginabile. Infatti, non solo poteva essere impiegato per consentire ai sordi di seguire i programmi televisivi, ma anche come un «notiziario stampato», cioè con «pagine» scritte o diagrammi disegnati sullo schermo TV Fig. 3, 4 e 5.

Il CEEFAX può offrire 800 pagine, ciascuna formata da 24 righe di 40 caratteri, in più ogni carattere stampato può essere rappresentato con uno di sei colori o fatto lampeggiare. Ogni carattere è formato da una serie di puntini luminosi con un rapporto di 7 a 5, cioè 7 puntini in altezza e 5 in larghezza.

Comunque, per l'immediato futuro, non saranno necessarie più di 100 pagine e, per il momento. la BBC trasmette solamente 60 pagine.

Seppur il servizio CEEFAX viene trasmesso giornalmente, per adesso rimane ancora in fase sperimentale; il regolare servizio è prevedibile entro due anni, quando si sarà trovato un adattatore economico.

Per la ricezione dei servizi TV ausiliari necessita un decodificatore, provvisto di un pulsante d'attivazione, ed un selettore di pagine. L'attivatore presenta due posizioni: una denominata «picture» per la normale ricezione TV, e l'altra «Teletex» per il servizio ausiliare.

Una volta scelto il tipo di servizio (quello CEEFAX sulla BBC o ORACLE sulla IBA), tramite il selettore di canali (tuner), su di una tastiera bisogna comporre un numero di tre digit per scegliere la pagina desiderata. Il selettore di pagine è denominato «Time» in quanto il numero della pagina rappresenta anche l'ora esatta. Un'altro controllo, chiamato «update» serve a far rappresentare notizie flash sempre aggiornate.

Le informazioni sulla scelta delle pagine sono date da un indice generale che rappresenta la prima pagina e viene aggiornato e trasmesso di continuo Fig. 6.

Prima che la pagina selezionata possa apparire, occorrono 15 secondi; una volta sullo schermo questa pagina rimane immagazzinata sino a quando non si decide di cambiare pagina o la stazione la rinnova con notizie più recenti.

Per ora i pochi decodificatori in commercio sono piuttosto costosi, i

CEEFAX p101 Fri 24 May 13.00/00

CEEFAX INDEX (Magazine No.1)

101	Index	113	Football Pools
102	What is CEEFAX?	114	SPORTS RESULTS
103	NEWS Headlines	115	SPORTS RESULTS
104	NEWS Home	116	Travel - Air
105	NEWS Foreign	117	Travel - Roads
106	NEWS Sport	118	TV Look Ahead
107	NEWS Showbiz	119	BBC Radio
108	Weather	120	SUB-TITLES
109	Weather Abroad	121	Top Records
110	NEWS FLASHES	122	Best-Sellers
111	Test Page "A"	123	Market Indices
112	Test Page "B"	124	Market Summary

This SPECIMEN INDEX covers only the 24 pages being transmitted during this stage of the Engineering Test Trials.

In a full CEEFAX Service there could be 100 pages on each BBC-tv Network

Fig. 6 - La prima pagina o indice generale del servizio CEEFAX. Anch'essa porta la data e l'ora esatta. L'indice generale viene trasmesso ogni 10 pagine.

prezzi si aggirano intorno alle 150-200 sterline.

Comunque la Decca Radio & TV Ltd. produce già un modello di televisore provvisto di decodificatore Fig. 7. La Texas Instrument ha messo in commercio prototipi di decodificatori conosciuti come Tifax, del costo di 125 sterline (al rivenditore).

L'adattatore Tifax non è altro che un mobiletto la cui uscita è collegata direttamente alla presa d'antenna del ricevitore televisivo Fig. 8.

Per il momento, in tutta l'Inghilterra sono in funzione circa 100 televisori in grado di ricevere informazioni CEEFAX. Di questi, una dozzina sono stati costruiti da amatori, la maggior parte dalle case costruttrici, ed alcuni ad opera della BBC e IBA.

Il servizio «sottotitoli» CEEFAX/ORACLE può essere fatto in modo che, volendo, possa apparire in sincronismo con la voce e anche adempiere alla funzione di riferire, ad esempio, i risultati di un'elezione man mano che i voti arrivano nella centrale. Comunque, il costo per preparare i sottotitoli sarà piuttosto elevato, e per adesso non si sa come poter finanziare questo tipo di servizio Fig. 9.

Fig. 7 - Un ricevitore televisivo provvisto del decodificatore Tifax per la rappresentazione Teletext della CEEFAX (più chiaro di così...!).

Fig. 8 - L'adattatore CEEFAX.

Fig. 9 - Il CEEFAX può servire anche a generare sottotitoli, se graditi al telespettatore.

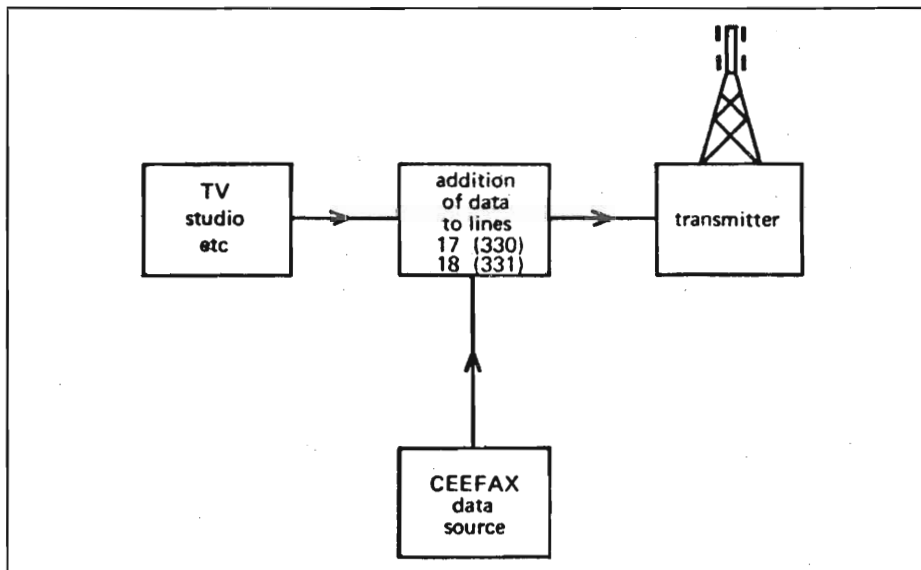



Fig. 10 - Schema a blocchi dell'apparato per inserire le informazioni codificate CEEFAX nelle comuni trasmissioni televisive.

Il servizio CEEFAX non interferisce con la normale ricezione; le informazioni codificate, come noto, vengono trasportate da due righe TV non impiegate per la scansione attiva.

Nè pone un pericolo per la stampa in quanto è in grado di offrire solamente notizie succinte senza dettagli.

«Il servizio CEEFAX, se non per altro», commenta con un sorriso un portavoce della BBC, «servirà» a far sì che non dovremo più chiamare al telefono un certo gruppo di telespettatori ogni qualvolta succede qualcosa ai nostri trasmettitori!»

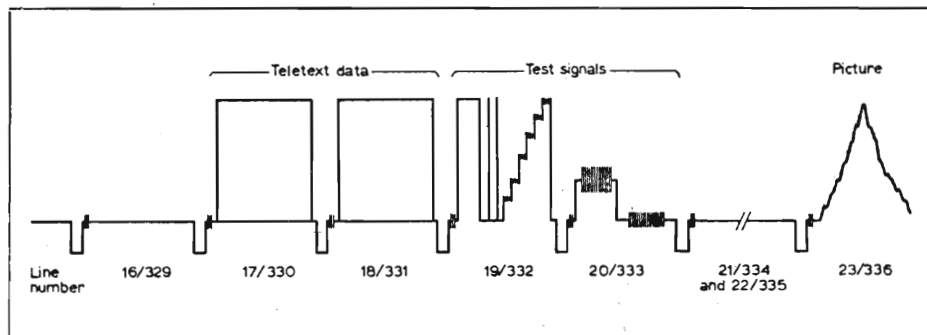



Fig. 11 - Sistemazione delle informazioni codificate CEEFAX in seno ai segnali del blanking verticale.

LA TECNICA

Nella Fig. 10 e illustrato l'arrangiamento base per le trasmissioni del servizio CEEFAX. Gli impulsi codificati vengono fatti trasportare dalle righe 17 e 18 durante il primo campo e dalle righe 330 e 331 nel campo che lo interlaccia Fig. 11.

Dei 64 µs di una riga di scansione, 12 µs sono occupati dagli impulsi del blanking e sincronismo, i rimanenti 52 µs vengono divisi in 45 identici segmenti di 1,156 µs, ciascuno contenente un gruppo di caratteri (one word); questi, a loro volta, vengono ulteriormente suddivisi in 8 parti uguali (bits) (0,1445 µs), ciascuno contenente un dato binario,

Ognuna delle due righe di scansione trasporta le informazioni per la rappresentazione di una riga di caratteri alfanumerici (8 bits per carattere).

Ciò significa che per far rappresentare una pagina (un quadro TV) di 24 righe occorreranno:

$$\frac{24 \text{ righe}}{2 \text{ righe TV per campo} \times 50 \text{ campi al s.}} = 0{,}24 \text{ s.}$$

Questo vuol dire che per trasmettere un servizio di 60 pagine occorreranno:

$$60 \times 0{,}24 = \sim 15 \text{ s.}$$

Dato che le pagine complete vengono trasmesse una dopo l'altra, dopo aver selezionato una data pagina, occorreranno 15 secondi prima che questa possa apparire completa.

Per quanto riguarda le caratteristiche tecniche del segnale CEEFAX, bisogna dire quanto segue:

— L'ampiezza degli impulsi sono il 70% del livello del bianco, Fig. 12. Il sistema di codificazione è del tipo NRZ (Non Return-to-Zero) dove un impulso corrisponde a «1» e senza impulso a «0».

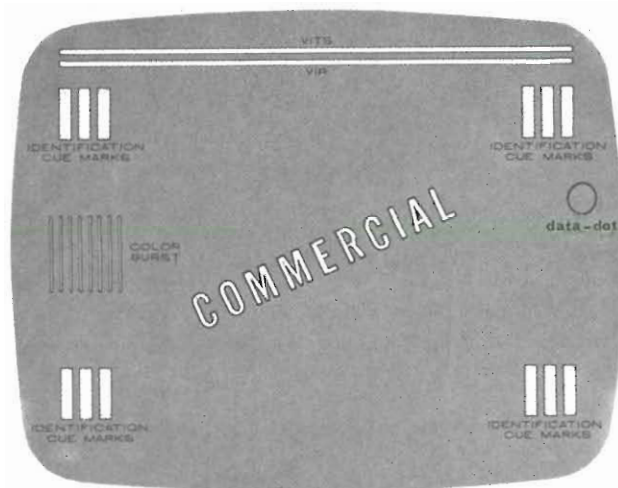
— Il tempo (52 µs.) su ciascuna riga di scansione (fig. 2) è diviso nel modo seguente:

VITS, VIR e DATA-DOT

E già! il segnale televisivo sta diventando sempre più occupato. Da tempo negli Stati Uniti parte della ritraccia verticale viene impiegata per i segnali VITS (Vertical Interval Test Signal), per controllare le apparecchiature video e identificare la sede di trasmissione originale. Ora a questo si sono aggiunti delle Barre d'Identificazione, il VIR ed il Data-dot.

Le barre d'identificazione o Identification Cue Marks vengono trasmesse per circa 0,5 s. durante la pubblicità e sono parte integrante dell'annuncio commerciale. sia questo su film o nastro magnetico. In tal modo le varie agenzie pubblicitarie possono automaticamente controllare quando l'annuncio viene trasmesso.

Il segnale VIR (Vertical Integral Reference) è appena entrato in uso; eventualmente questo servirà per il controllo automatico della tinta in sede di ricezione. Per adesso i segnali VIR sono impiegati dalle stazioni per comandare operazioni a distanza e comunicare con le stazioni affiliate.

Il Data-dot, appena introdotto a cura dell'Atlantic Research Corp. si propone lo stesso scopo della Teletex ma in scala ridotta. Questo sistema fa uso di un cerchietto del diametro di una matita che appare in un angolo dello schermo televisivo. Il cerchietto contiene informazioni che, una volta rivelate e decodificate, vengono impiegate per la rappresentazione alfanumerica sullo stesso schermo TV di una serie di notizie. Oltre al display le notizie possono essere registrate o stampate.

Come si presenta il quadro televisivo provvisto dei segnali ausiliari. Questi, comunque, non influenzano la normale rappresentazione.

La rivelazione dei segnali Data-dot avviene per il tramite di un sensore posto sul puntino il quale, una volta convertite le informazioni ottiche in segnali elettrici, li invia ad un decodificatore la cui uscita è connessa alla presa di antenna di un comune ricevitore televisivo.

Aumentando luminosità e contrasto, durante le dissolvenze è anche possibile osservare otto linee parallele sul lato sinistro dello schermo: sono la rappresentazione del segnale del burst che, come è noto, serve a sincronizzare l'oscillatore locale della sottoportante del colore.

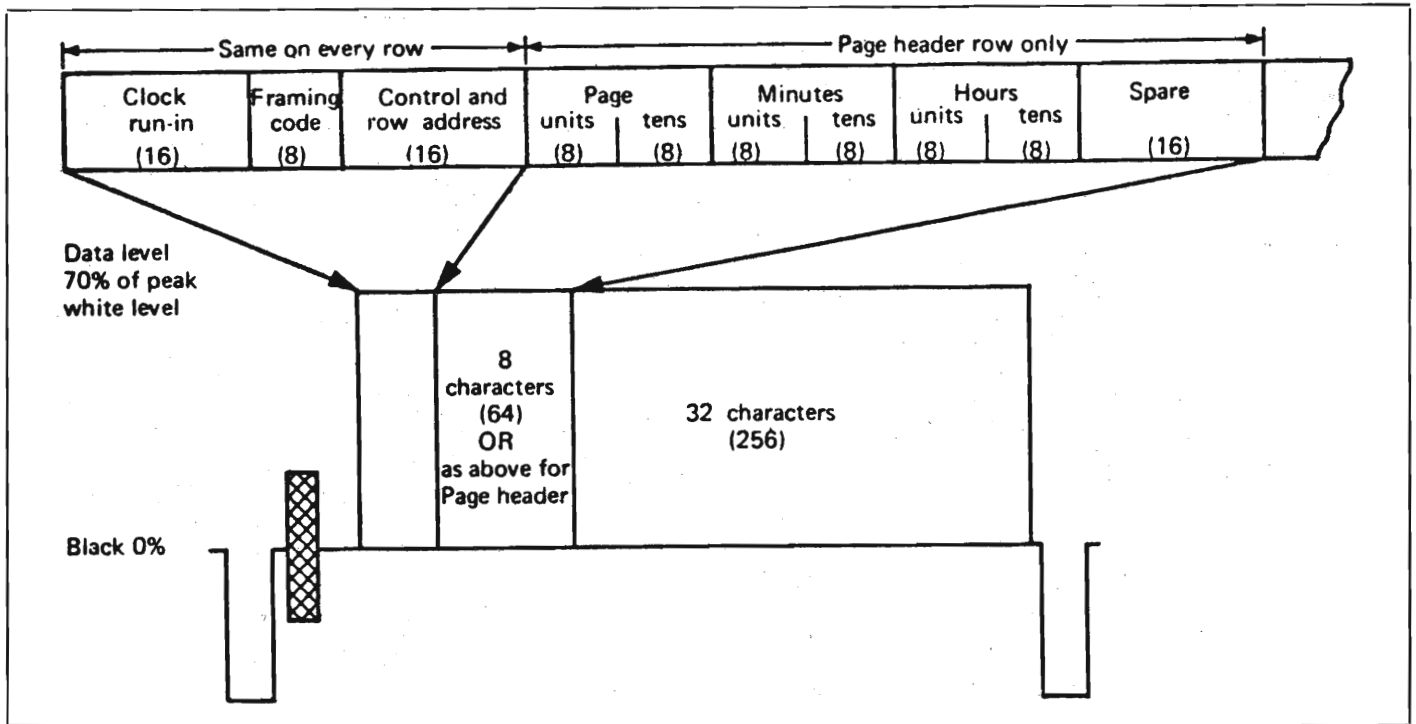



Fig. 12 - La sistemazione delle informazioni CEEFAX sulle righe 17, 18, 330 e 331. I numeri tra parentesi rappresentano i bits. Solamente la riga 18 o 331 porta le informazioni della testata (page-header).

— 16 bits (o 2,3 μs.) per la sequenza degli impulsi che fanno in modo di sincronizzare il ricevitore, questi adempiono ad una funzione simile a quella del burst per il colore.
— 8 bits (o 1,1 μs.) per assicurarsi che il ricevitore sia veramente sincronizzato con le trasmissioni di dati, piuttosto che con segnali spuri.
— 16 bits (2,3 μs.) trasmessi in codice BCD (Binary Coded Decimal) atti a «dire» al ricevitore il numero della riga, la pagina trasmessa ed i caratteri.
— 64 bits (9,2 μs.) per il numero della pagina e l'ora di trasmissione (esatta al minuto).
— 256 bits (36,8 μs.) trasmessi in codice ISO-7 (una versione del codice ASCII che include il carattere L) per la rappresentazione dei caratteri alfanumerici.

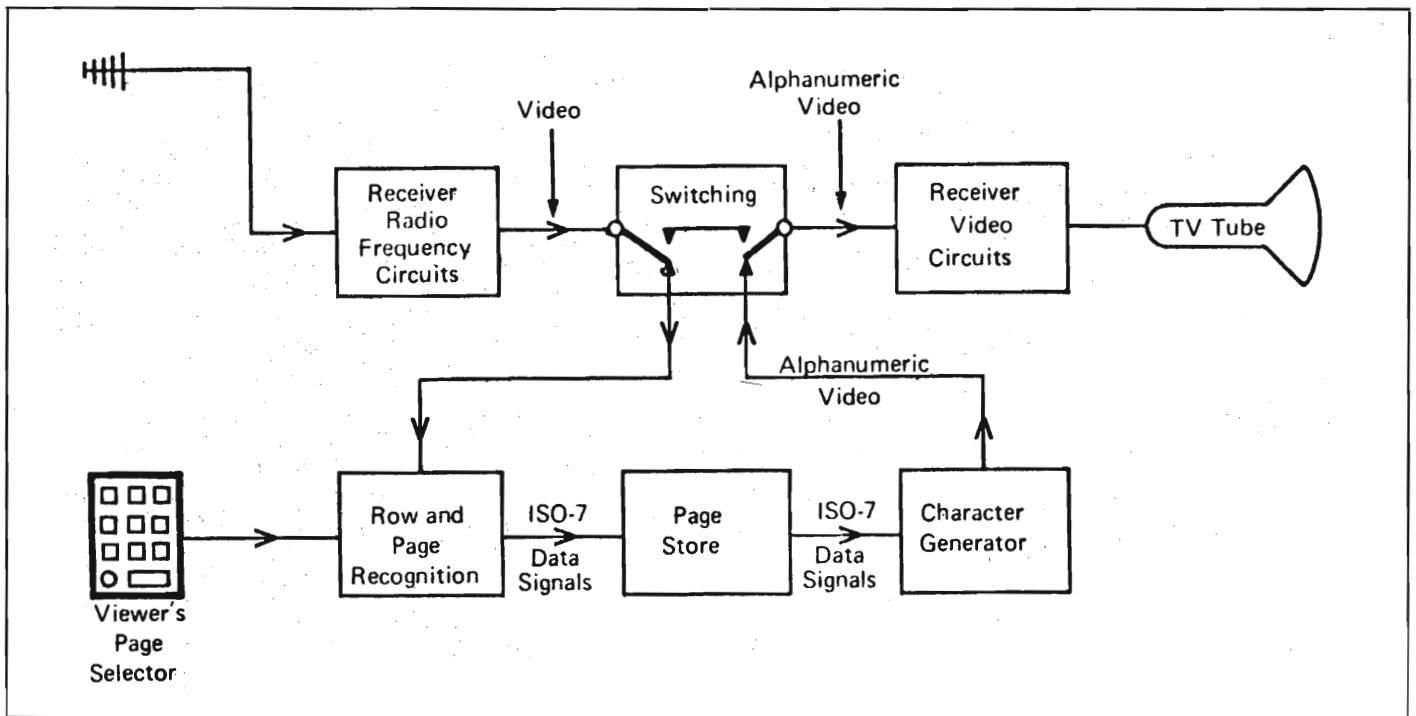



Fig. 13 - Diagramma a blocchi del circuito per decodificare le informazioni CEEFAX.

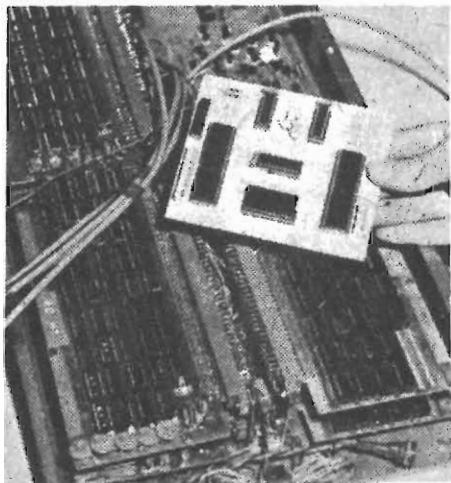



Fig. 14 - La complessità dell'apparato Teletex può essere giudicato dal circuito nello sfondo. Questo, comunque, è stato sostituito dal Tifax della Texas Instruments, visibile nel primo piano.

Le informazioni codificate vengono irradiate ad una frequenza di 6,9375 MHz (444 volte la frequenza di riga).

Per meglio comprendere come sia possibile trasmettere così poche informazioni per la rappresentazione di tutti i dati CEEFAX, prenderemo un esempio dalla trasmissione di un orologio come monoscopio.

Questa è una pratica impiegata da molte stazioni televisive. Il monoscopio rimane inalterato, eccetto per la lancetta dei secondi.

Per far rappresentare ciò sullo schermo TV per un secondo, occorreranno almeno 6 x 10^6 bits d'informazioni. Se, d'altra parte, la forma dell'orologio venisse generata dal ricevitore, la trasmissione richiederebbe **1 bit al secondo** per rappresentare lo stesso monoscopio.

Facendo uso di questo principio è stato possibile realizzare il servizio CEEFAX. Nella fig. 13 è invece illustrato l'arrangiamento base del convertitore o decodificatore CEEFAX. Bisogna premettere che la ricezione CEEFAX è molto più sensibile di quella dei programmi normali; questa, infatti, viene irreparabilmente influenzata dalle interferenze e riflessioni del segnale RF.

Per funzionare in modo corretto il «clock» del decodificatore deve operare all'esatta frequenza di 6.9375 MHz; questo segnale, comunque, non ha niente a che fare con la rappresentazione per sè, ma serve semplicemente ad «istruire» il codificatore per ciò che bisogna rappresentare. La fig. 14 mostra due tipi di decodificatori, il più grande rappresenta uno dei primi prototipi, mentre quello tenuto in mano è l'ultimo della serie.

In un futuro economicamente più favorevole si spera di incorporarvi una memoria in modo da far apparire la rappresentazione subito dopo la scelta della pagina.

Dato che, nei ricevitori che incorporano il codificatore CEEFAX, l'uscita, di quest'ultimo viene direttamente collegata ai circuiti pilota del cinescopio tricromico, è possibile ottenere la rappresentazione multicolore con un aumento sul costo del 10%, ciò renderebbe più facile la lettura.

Orientamenti tecnologici nelle comunicazioni video

di A. Cozzi

Oltre all'ovvio bisogno dei mezzi di informazione che fanno affidamento sul suono, ed allo scopo di mantenere il passo con i recenti sviluppi sociali, si è ora manifestata una crescente richiesta di sistemi di comunicazioni la cui caratteristica è quella dello scambio immediato di informazioni visive.

Questi sistemi possono essere classificati in due categorie generali: prima, quella che include il videotelefono, la CATV, la CCTV ed i sistemi per videoconferenze; seconda, quella dei sistemi di comunicazione a registrazione visiva che comprende sistemi in facsimile, telescriventi ecc. Molti paesi sono impegnati nella ricerca e nell'attuazione pratica dei suddetti sistemi. L'articolo fa il punto sulla situazione giapponese, un paese che insieme agli USA è all'avanguardia in questo settore.

SISTEMI DI COMUNICAZIONE VIDEO COME MEZZO DI COMUNICAZIONE ELETTRICA

Caratteristiche dell'informazione visiva

Di tutte le informazioni acquisite ogni giorno da ognuno, in casa o al lavoro, il 60-80% è trasmesso con mezzi visivi mentre i mezzi acustici coprono solo un 10-20%. Il senso della vista è il più sviluppato di tutti e cinque i sensi.

Paragonate con le informazioni acustiche la struttura delle quali è logica e unidimensionale in tempo, le informazioni visive si basano sullo spazio bi o tridimensionale come mezzo di trasmissione. Tale tipo di informazione è inoltre caratterizzato dalla sua straordinaria varietà.

Sistemi di comunicazione video e loro larghezza di banda in frequenza

Anche se l'informazione visiva è caratterizzata dalla varietà e da una pronta percezione, la sua trasmissione richiede un'ampia larghezza di banda in frequenza. Per esempio, la trasmissione dei segnali video richiede una banda dalle 250 alle 1000 volte più ampia di quella del telefono. Se la banda viene allargata, la linea di trasmissione richiede un maggiore stanziamento finanziario. Questa è, incidentalmente, una delle cause che ostacolano lo sviluppo dei sistemi di comunicazioni visive. In questa situazione è perciò importante trovare un metodo che permetta di comprimere la banda di frequenza ed allo stesso tempo di trasmettere solo la parte di informazione significativa. Un altro problema importante è come trovare il miglior uso pra-

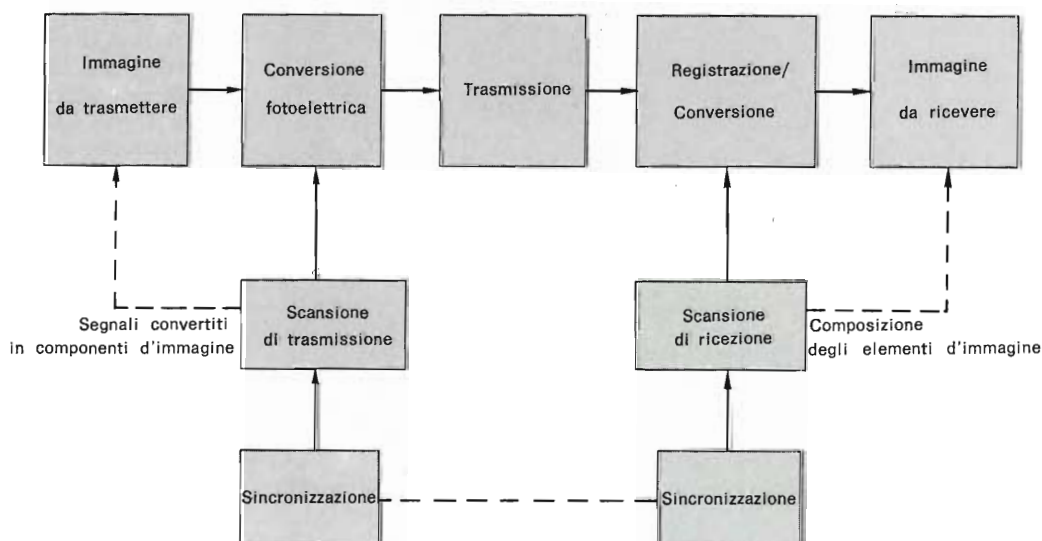
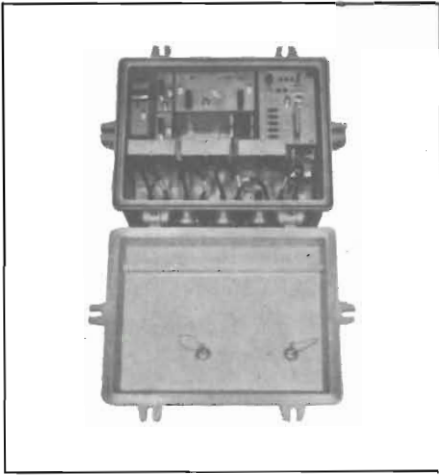



Fig. 1 - Schema basilare del sistema di comunicazione video.

La foto mostra un amplificatore portatile per il sistema CATV a 2 vie.

ticó dell'economica tecnica di trasmissione a banda ultra larga la quale, per esempio, può impiegare onde millimetriche e metodi di comunicazione ottici.

Tecniche basilari del sistema di comunicazione video

Questo sistema converte l'informazione visiva in segnali elettromagnetici i quali vengono trasmessi a distanza e quindi riprodotti in forma visiva dalla parte ricevente. L'informazione trasmessa non è ristretta alle sole lettere o simboli come nelle comunicazioni in codice.

La fig. 1 mostra la costruzione basilare di un tipico sistema di comunicazione. Dal punto di vista tecnico ci sono cinque componenti importanti: 1) Il sistema pick-up dell'immagine il quale scompone l'informazione visiva in elementi componenti al punto di trasmissione e li converte in segnali elettrici in accordo alla intensità luminosa degli elementi stessi. 2) Lo scanner o esploratore il quale converte le immagini bidimensionali in segnali elettrici unidimensionali e viceversa. 3) Il trasmettitore di segnali elettrici unidimensionali. 4) Il visualizzatore che converte e visualizza i segnali elettrici in informazione visiva. 5) Il sincronizzatore per correggere l'esplorazione sia in trasmissione che in ricezione. Altri componenti includono il registratore di immagini sui VTRs (video tape recorder) e sui dischi video, l'elaboratore elettronico per comprimere la banda di frequenza ed infine, il dispositivo di posizionamento dell'immagine.

Applicazioni

Il sistema di comunicazione visiva può essere usato per i seguenti scopi:

1) In quei casi dove non esistono altri mezzi che quelli di comunicazione visiva. Per esempio, per il controllo a distanza e sorveglianza di esplosivi e combustibili, nelle osservazioni atmosferiche, per il controllo del traffico e per le comunicazioni fra sordomuti.

2) In quei casi in cui si può risparmiare la manodopera. Per esempio, per la sorveglianza delle dighe, per il controllo dei magazzini e depositi incustoditi e la trasmissione in facsimile dei giornali.

3) In quei casi in cui si ottiene un grosso risparmio finanziario. per esempio, nelle comunicazioni di affari e nei corsi a scopo educativo.

4) In quei casi dove gli aspetti sociali dell'esistenza possono essere migliorati per il tramite di servizi pubblici più sofisticati e diversificati. Per esempio, nei servizi-informazione per mostre e nella presentazione di trasmissioni televisive.

La tabella I elenca alcune applicazioni rappresentative dei sistemi di comunicazione video di registrazione visiva, mentre la tabella 2 classifica i vari tipi di tali servizi.

Equipaggiamento in funzione presso il centro educativo di Tateyama City.

L'ATTUALE LIVELLO TECNOLOGICO NEL CAMPO DELLE COMUNICAZIONI VIDEO

Il videotelefono

Il videotelefono è certamente il sistema che ha il futuro più promettente in quanto la sua commercializzazione è sollecitata della intrinseca novità del prodotto il quale permette di vedere le immagini trasmesse.

Le Poste e Telecomunicazioni Giapponesi, NTT, iniziarono la ricerca sul videotelefono nel '65 e all'Expo '70 di Osaka, questo apparecchio fu usato per l'amministrazione dei padiglioni e del comprensorio fieristico. In seguito furono condotte ricerche ed esperimenti tanto estensivi che la tecnologia così raggiunta ha reso possibile l'uso pratico del videotelefono.

CATV

In Giappone ci sono circa 12.000 sistemi CATV attualmente in funzione per circa 950.000 utilizzatori. La maggior parte di queste unità è stata istallata per facilitare la proiezione TV nelle aree più lontane. Negli ultimi anni, tuttavia, il numero di tali installazioni nelle aree urbane, per conto di società di trasmissioni indipendenti, è andato sempre aumentando. A livello governativo, inoltre, si stanno conducendo esperimenti per produrre "sistemi di informazione visiva per scopi diversificati".

La NTT sta contribuendo allo sviluppo della tecnologia in maniera significativa ed è dal 1972 che un servizio di comunicazione video usante un solo cavo coassiale che incorpora 11 canali video in un senso e 4 nell'altro, è in funzione. Un sistema ancora più perfezionato con 27 canali in un senso e cinque in senso opposto è attualmente in fase di sviluppo; tale sistema, oltre alle trasmissioni TV, renderà possibile la trasmissione di dati di immagini ed in facsimile. Una volta messo a punto, si pensa che questo sistema troverà molte applicazioni pratiche come il progetto del nuovo quartiere satellite Tama New Town di Tokyo da iniziarsi nel 1975.

Servizi in trasmissione video

La NTT è stata la prima a stabilire, nel 1970, un servizio di tal genere usan-

te cavi telefonici già esistenti ed operante entro un raggio di 30 km. Il servizio è usato per il controllo del traffico, per le comunicazioni d'affari e come "servizio immagini" negli hotels (CCTV). Attualmente si sta discutendo su come allargare il campo di applicazione di tale servizio.

Videoconferenze

Una videoconferenza può aver luogo collegando semplicemente due stanze con i circuiti video e audio a prescindere dalla loro distanza e dal tempo di viaggio tra le stesse. Entro quest'anno sarà possibile tenere conferenze fra Tokyo e Osaka usando il sistema di visualizzazione a divisione d'immagine per il tramite del quale 6-10 persone in ciascuna sala conferenze possono sedere viso a viso e conversare. Nel prossimo paragrafo diamo i dettagli di questo servizio in trasmissione video.

Videoconferenza sperimentale condotta fra la sede centrale della NTT ed i laboratori di elettrocomunicazioni della Musashino.

SISTEMA PER VIDEOCONFERENZE

Molte ditte lo hanno già adottato per i loro affari. Noi esamineremo il sistema sviluppato dalla NTT.

Disposizione della sala per videoconferenze

La figura 2 mostra un esempio tipico di una sala per videoconferenze in cui partecipano 6 persone. se si hanno a disposizione sedie supplementari, altre 4 persone possono partecipare; in altre parole, 20 persone in tutto possono liberamente conversare. La sala è equipaggiata con sei telecamere, quattro ricevitori TV, una unità di controllo delle telecamere e delle immagini riprodotte. Ci sono poi tutti i dispositivi per l'amplificazione e commutazione dei segnali così come le unità per la trasmissione dei dati in facsimile.Le sei telecamere sono focalizzate non solo sui partecipanti ma su tutta la sala, sulla lavagna e sul singolo interlocutore. Allo scopo di ridurre i costi al massimo, viene usato un solo circuito video e per trasmettere le immagini da una telecamera qualsiasi all'altra sala conferenze, si deve premere un bottone posto sul tavolo. Poiché l'altra sala è costruita esattamente allo stesso modo, il sistema permette una libera trasmissione di immagini. L'immagine video è compresa nella banda dei 4 MHz oppure nella stessa banda usata per le trasmissioni TV. Si può impiegare sia il sistema in bianco e nero che quello a colori.

In aggiunta all'equipaggiamento descritto sopra, la progettazione della sala conferenze deve permettere l'inclusione dei vari apparati acustici per prevenire

TABELLA I - Applicazioni rappresentative del sistema di comunicazione visiva

Sistema di comunicazione video	Sistema di comunicazione a registrazione visiva
1 Per affari – Conferenze video – Visualizzazione di oggetti, disegni e documenti – Comunicazioni di affari	**1 Per affari** – Trasmissione di documenti, cataloghi e slips – Emissione a distanza di certificati – Trasmissione di istruzioni e direttive – Trasmissione di prove scritte
2 Per controllo e sorveglianza – Controllo del traffico stradale e aereo – Sorveglianza per la prevenzione del crimine – Sorveglianza a distanza e controllo di siti – Osservazioni atmosferiche e controllo della polluzione atmosfer.	**2 Servizio informazioni** – Contatti di affari fra giornali e società editrici – Trasmissione elettrica di giornali – Trasmissione in facsimile di giornali
3 Per corsi educativi – Nelle scuole e nelle industrie – Esperimenti pubblici	**3 Comunicazioni di dati** – Trasmissione di informazioni di riferimento
4 Servizi vari – Visualizzazioni panoramiche (Mostre ed avvenimenti sport.) – Visualizzazione di informazioni catalogate – Servizi di guida usanti films e VTR (guida alla spesa e bollet.) – Presentazione di programmi con films di intrattenimento	**4 Altre** – Telegrammi in facsimile – Posta elettronica

Il videotelefono è il sistema di comunicazioni video che ha il futuro più promettente di tutti.

Fig. 2 - Disposizione della sala conferenze TV.

il cosiddetto effetto Larsen, un fenomeno che spesso capita negli altoparlanti e nei microfoni. Si deve inoltre fare attenzione alla illuminazione la quale deve assicurare che le immagini da trasmettere siano chiare e abbiano molto contrasto.

Metodo di visualizzazione delle immagini

Dissimilmente dal videotelefono, la videoconferenza deve trasmettere e visualizzare simultaneamente le immagini di molte persone. Al momento è molto dif-

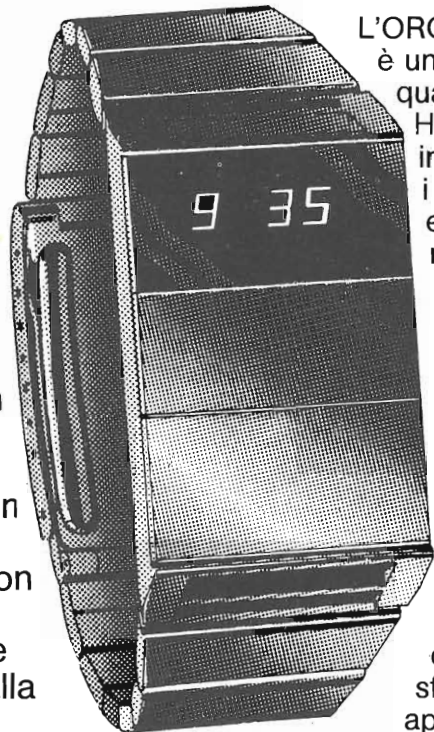
Fig. 3 - Trasmissione di immagine con la tecnica a divisione d'immagine.

ED ORA... IL PIÙ ECCITANTE PRODOTTO DELLA SINCLAIR

L'OROLOGIO NERO

* **pratico** – facilmente costruibile in una serata, grazie al suo semplice montaggio.

* **completo** – con cinturino e batterie.

* **garantito** – un orologio montato in modo corretto ha la garanzia di un anno. Non appena si inseriscono le batterie, l'orologio entra in funzione. Per un orologio montato è assicurata la precisione entro il limite di un secondo al giorno; ma montandolo voi stessi, con la regolazione del trimmer, potete ottenere la precisione con l'errore di un secondo alla settimana.

L'OROLOGIO NERO della SINCLAIR è unico. Regolato da un cristallo di quarzo... Alimentato da due batterie... Ha i LED di colore rosso chiaro per indicare le ore e i minuti, i minuti e i secondi... e la linea prestigiosa e moderna della SINCLAIR: nessuna manopola, nessun pulsante, nessun flash.
Anche in scatola di montaggio l'orologio nero è unico.
È razionale avendo la Sinclair ridotto i componenti separati a 4 (quattro) soltanto.
È semplice: chiunque sia in grado di usare un saldatore può montare un orologio nero senza difficoltà.

Tra l'apertura della scatola di montaggio e lo sfoggio dell'orologio intercorrono appena un paio d'ore.

L'OROLOGIO NERO CHE UTILIZZA UNO SPECIALE CIRCUITO INTEGRATO STUDIATO DALLA SINCLAIR

Il chip
Il cuore dell'orologio nero è un unico circuito integrato progettato dalla SINCLAIR e costruito appositamente per il cliente usando una tecnologia d'avanguardia.

Questo chip al silicio misura solo 3 mm x 3 mm e contiene oltre 2.000 transistori. Il circuito comprende:

a - oscillatori di riferimento
b - divisore degli impulsi
c - circuiti decodificatori
d - circuiti di bloccaggio del display
e - circuiti pilota del display

Il chip è progettato e fabbricato integralmente in Inghilterra ed è concepito per incorporare tutti i collegamenti.

Indicatore a LED

Trimmer

Cristallo di quarzo

Batterie

Circuito integrato con 2000 transistori al silicio

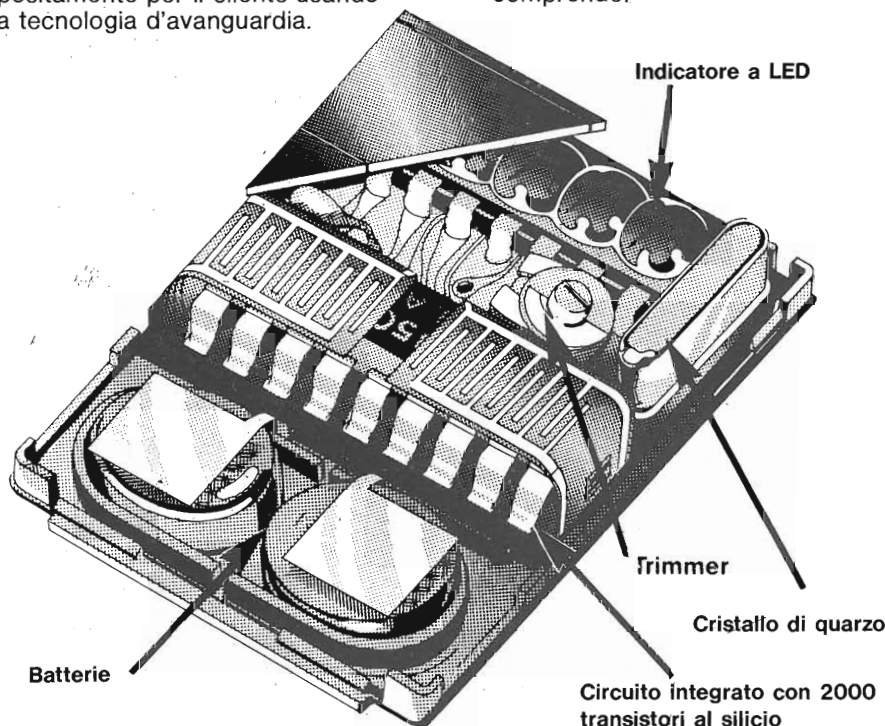
Come funziona
Un quarzo pilota una catena di 15 divisori binari che riducono la frequenza da 32.768 Hz a 1 Hz. Questo segnale perfetto viene quindi diviso in unità di secondi, minuti ed ore e, volendo, queste informazioni possono essere messe in evidenza per mezzo dei decoder e dei piloti sul display. Quando il display non funziona, uno speciale circuito di sicurezza sul chip riduce il consumo di corrente a soli pochi microamper. La scatola di montaggio è munita di istruzioni in lingua inglese.

in vendita presso le sedi G. B. C.

TABELLA 2 - Classificazione dei servizi di comunicazione

	Flusso di informazioni				Tipo di servizio	Esempi di applicazione
E-E (terminale-terminale)	Nessuna funzione di commutazione				Tipo esclusivo	ITV, video conferenze, facsimile
	Con funzione di commutazione				Tipo esclusivo	Videotelefono, telefono in facsimile
C-E (centro-terminale)	Unidirezionale	Verso (C→E)	Simultaneo	Con risposta	Trasmissione televisiva normale	
				Senza risposta	Trasmissione TV con risposta interattiva	Ricerche di opinione pubblica educazione di massa
			Individuale		Tipo di richiesta individuale	Catalogazione video delle informazioni, shopping, prenotazioni
		Verso (e→C)			Tipo e programmazioni di informazioni	Monitoring, misurazione telemetrica
	Bidirezionale				Tipo bidirezionale	Supervisionamento, diagnosi medica a distanza

ficile, tecnologicamente parlando, focalizzare più di tre persone, una di fianco all'altra, poiché l'immagine tende a offuscarsi. Impiegando parecchi circuiti video i costi salgono. La figura 3 illustra una possibile soluzione di questo problema. I partecipanti alla conferenza vengono divisi in due gruppi e due telecamere "riflettono" le immagini di ogni gruppo in uno schermo TV: un'immagine occupante la parte alta dello schermo e l'altra, quella bassa. Tutte e due vengono quindi combinate in una immagine completa la quale viene trasmessa da un solo circuito alla parte ricevente che, a sua volta, la visualizza su due ricevitori separati i cui schermi debbono essere di forma allungata e posti orizzontalmente.

Linea di trasmissione

Per la trasmissione delle immagini, dei suoni ed in facsimile, si deve installare una coppia di canali sia sulla parte alta che bassa del circuito. I circuiti audio usati per questo scopo debbono essere di buona qualità, paragonabili a quelli usati nelle trasmissioni TV così da garantire un'atmosfera spontanea e non artificiosa.

Prospettive future

Non solo le videoconferenze, ma anche gli altri sistemi di comunicazione visiva richiedono grossi investimenti economici. L'ideale sarebbe che in ogni ditta ci fosse una sala per videoconferenze che si possa collegare con delle altre ogniqualvolta venga richiesto. Lo stato attuale della tecnica tuttavia non permette altro che l'istallazione di sale per conferenze a livello locale, da usare allo stesso modo dei telefoni pubblici. La NTT ha fatto dei progressi nella commercializzazione di questi sistemi ma grossi problemi, come l'allargamento dello schermo di visualizzazione, sono ancora da risolvere.

CONCLUSIONI

Il videotelefono, come già detto, è il sistema di comunicazione visiva con il futuro più promettente. Prima che venga usato estensivamente tuttavia, si debbono risolvere certi problemi tecnologici ed investire grosse somme di denaro; perciò, per l'immediato futuro, l'attenzione sarà soprattutto focalizzata sui servizi di comunicazione video come le videoconferenze e la CCTV poiché con essi si stanno ottenendo considerevoli risultati senza eccessivi investimenti finanziari.

L'oscilloscopio: uso e rimedi

quarta parte di Domenico SERAFINI

L'oscilloscopio può essere impiegato per controllare il rapporto di fase e frequenza tra due frequenze. Nel primo caso un segnale viene inviato al circuito orizzontale e l'altro, della stessa frequenza, a quello verticale. Ora se questi fossero in fase tra loro, la rappresentazione sarebbe una linea diagonale. Se la rappresentazione fosse un cerchio, i due segnali sarebbero sfasati tra loro di 180°.

Per trovare l'angolo di sfasamento entro queste due estreme condizioni basta fare:

$$\alpha = \text{arco sen} \frac{B}{A}$$

riferendosi alla fig. 1.

Se i segnali avessero diverse frequenze, la forma risultante sarebbe come quella in fig. 2.

Il numero dei cerchi determina lo scarto di frequenza. Esempio: se la frequenza nota fosse di 60 Hz e sullo schermo apparisse una specie di otto, sapremmo che l'altra frequenza è di 120 Hz. Se la rappresentazione fosse di tre cerchi questa sarebbe di 180 Hz e così via. A seconda delle entrate i cerchi possono essere verticali o orizzontali. L'esatto scarto di frequenza si ottiene quando i cerchi si muovono lentamente o sono fermi.

Per finire descriveremo il modo di impiegare l'oscilloscopio come un monitore TV. La prima cosa da fare è di avere un segnale video di opportuna ampiezza da inviare all'entrata Z. Il Time/Div va commutato in posizione Ext, cioè la scansione orizzontale viene controllata da un segnale a dente di sega esterno inviato alla presa Ext. input.

All'entrata verticale invieremo un segnale a dente di sega a 60 Hz, mentre a quella orizzontale uno di 15.750

Fig. 1 - Misura tra la fase di due segnali applicati contemporaneamente agli assi X e Y.

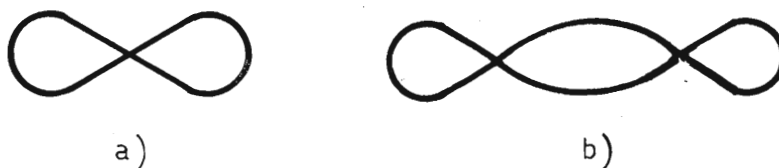



Fig. 2 - Rappresentazione ottenuta con segnali all'entrata X e Y di diverse frequenze a) scarto di 60 Hz; b) scarto di 120 Hz.

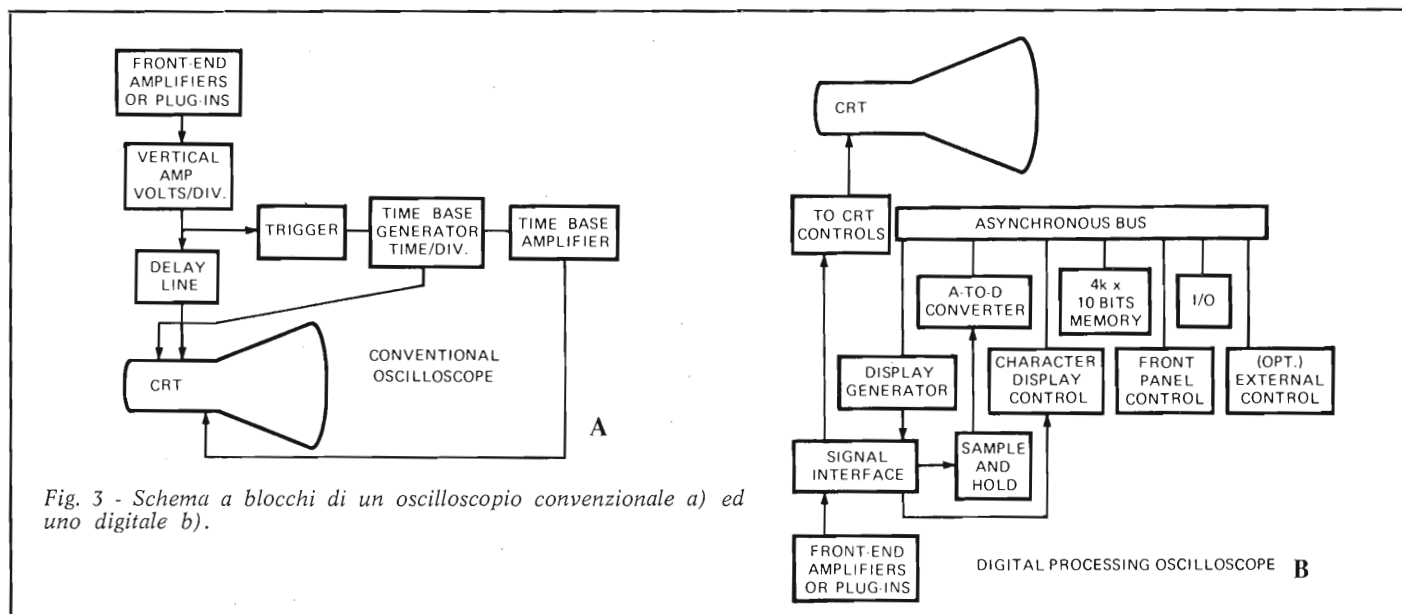



Fig. 3 - Schema a blocchi di un oscilloscopio convenzionale a) ed uno digitale b).

A

B

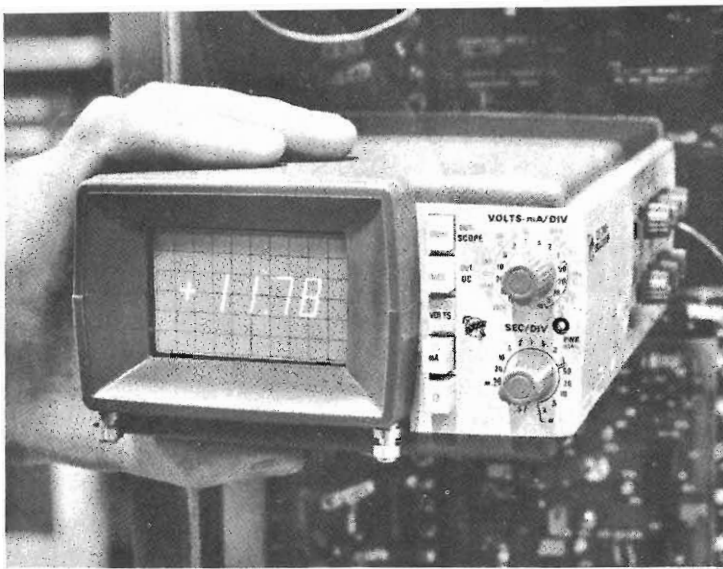
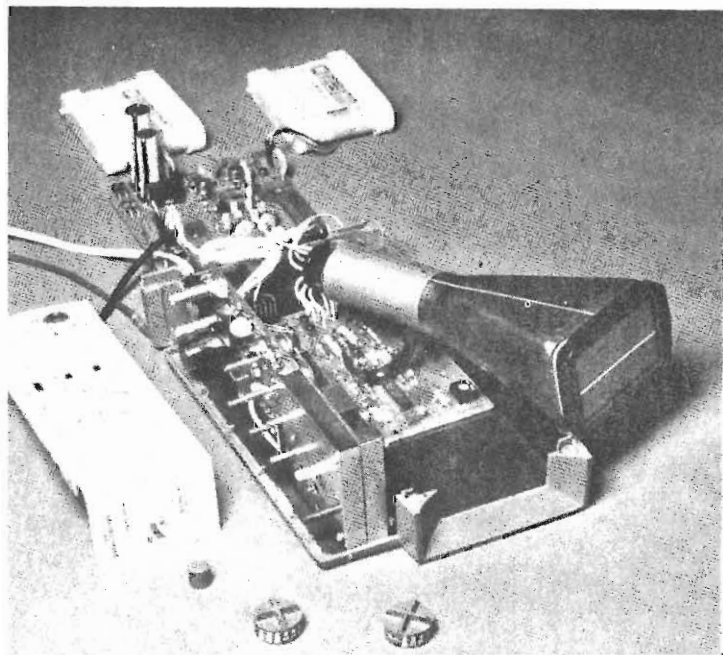
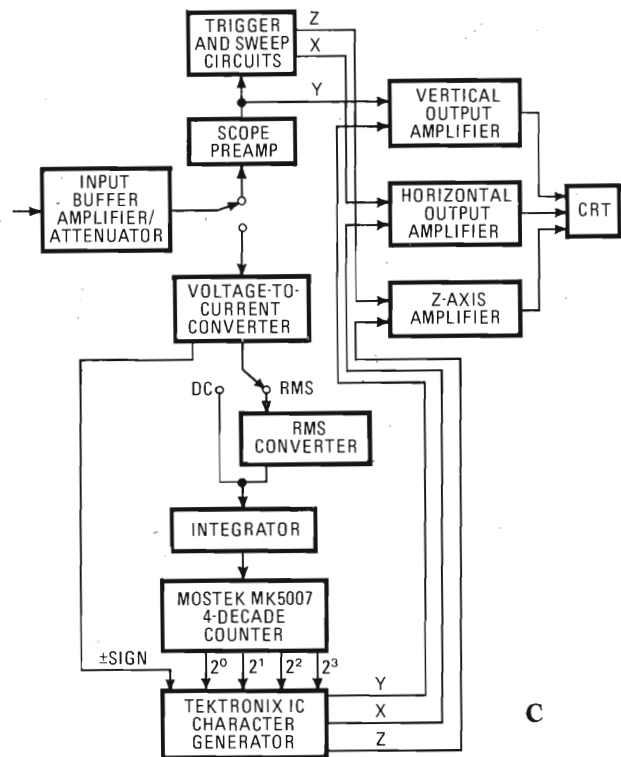
TRIGGER AND SWEEP CIRCUITS
SCOPE PREAMP
INPUT BUFFER AMPLIFIER/ ATTENUATOR
VOLTAGE-TO-CURRENT CONVERTER
DC
RMS
RMS CONVERTER
INTEGRATOR
MOSTEK MK5007 4-DECADE COUNTER
±SIGN
2^0 2^1 2^2 2^3
TEKTRONIX IC CHARACTER GENERATOR
VERTICAL OUTPUT AMPLIFIER
HORIZONTAL OUTPUT AMPLIFIER
Z-AXIS AMPLIFIER
CRT
Z X Y

C

Fig. 4 - Nuovo oscilloscopio Tektronix mod. 213 A) oscilloscopio in funzione; B) vista interna; C) schema a blocchi.

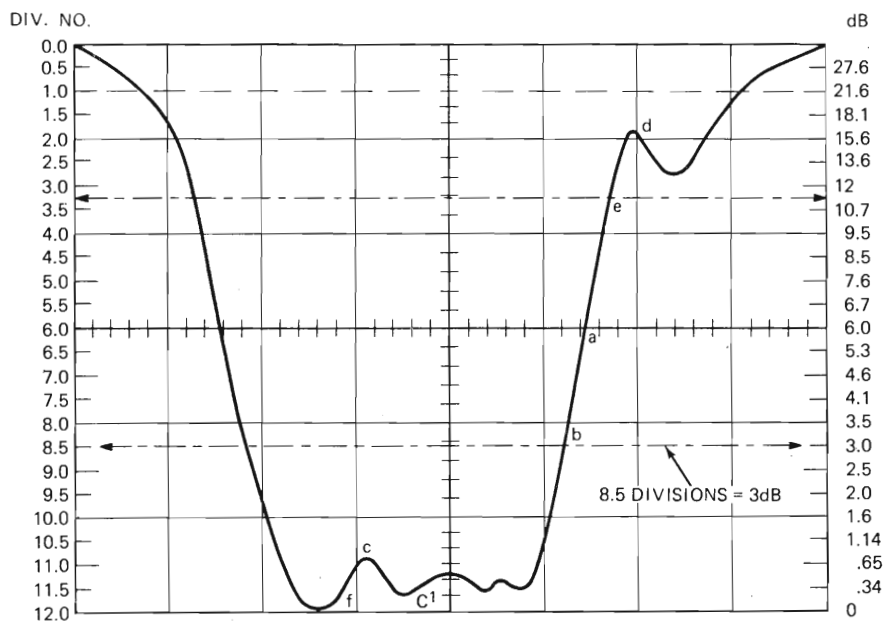



Fig. 5 - Grafico per la misura dei dB con l'oscilloscopio.

Hz. Questi segnali devono essere in fase con il segnale video. L'ampiezza del segnale d'entrata a 60 Hz non importa in quanto possiamo variarlo con l'amplificatore.

In questi ultimi tempi si fa strada un tipo di Oscilloscopio secondo il concetto digitale. Senza dilungarsi sull'argomento diremo che questo è molto più flessibile di quello convenzionale e può adempiere a funzioni multiple (fig. 3).

Ultimamente la Tektronix ha messo in commercio un Oscilloscopio la cui funzione multimetra (DMM) è letta direttamente sullo schermo, fig. 4.

Riepilogando possiamo dire che l'oscilloscopio adempie alle funzioni di un Voltmetro, Amperometro, Frequenzimetro, Fasimetro, Wattmetro e monitore TV, oltre, naturalmente, ad essere impiegato per l'analisi ottica dei segnali e misuratore dB (fig. 5).

E' possibile misurare con semplicità e accuratezza i decibel usando l'oscilloscopio e senza fare calcoli. Per far ciò si sono divisi i quadratini del reticolo in quattro parti e quindi numerati (fig. 5).

Alla sinistra della figura sono indicate le divisioni, mentre alla destra i corrispondenti dB. Per la misura la forma d'onda da analizzare deve riempire il reticolo, nel nostro caso il picco massimo è in basso.

DIZIONARIO TECNICO

Accelerating voltage - Tensione acceleratrice, cioè l'EAT

Alternate display - Rappresentazione alternata

Astigmatism - Astigmatismo, difetto che non da al raggio catodico una forma circolare

Attenuatore - Attenuatore, apparato per ridurre l'ampiezza senza produrre distorsioni

Automatic triggering - Inizio automatico della scansione azionato dal lato anteriore dell'onda da osservare

Bandwidth - Larghezza di banda. Differenza tra la maggiore e minore frequenza che può rappresentare in modo fedele.

Beam finder - Cercatore del raggio. Circuito per localizzare il raggio catodico quando non è visibile

Blanking - Oscuramento, spegnimento del raggio catodico

Brightness - Luminosità della traccia

Chopped display - Rappresentazione segmentata

Chopping transient blanking - Oscuramento dei transienti, cioè l'oscuramento del raggio catodico durante il periodo di commutazione

Common-mode signal - Segnale con comune referenza. Istantanea media algebrica di due segnali applicati ad un circuito bilanciato

Conventional mode - Funzionamento convenzionale. Il modo d'operazione di un oscilloscopio a memoria quando funziona senza memoria

Deflection blanking - Oscuramento della ritraccia

Deflection factor - Fattore di deflessione. Rapporto tra segnale entrante e quello rappresentato. (Volt/Div).

Delay pickoff - Un modo per provvedere ad un segnale d'uscita con un ritardo

Delayed sweep - Scansione ritardata

Dual beam - Doppio raggio

Dual trace - Doppia traccia

Focus - Fuoco, minima dimensione del raggio catodico

Gaussian response - Responso di Gauss. Risposta di frequenza raggiunta da un amplificatore con buone caratteristiche al responso dei transienti.

Geometry - Geometria. Il grado di accuratezza con cui il cinescopio può rappresentare una forma rettilinea.

Graticule - Reticolo o scala calibrata posta sullo schermo del cinescopio

Input RC characteristics - Caratteristiche d'entrata RC. Resistenza a c.c. e capacità presenti all'entrata

Intensity modulation - Modulazione dell'intensità. Variazione della corrente del raggio catodico. Canale Z

Internal graticule - Reticolo interno. Parte dello schermo del cinescopio.

Jitter - Tremolio, Instabilità del segnale osservato

Magnified sweep - Scansione ingrandita

Mixed sweep - Scansione mista. Sistema con la scansione ritardata e quella in ritardo

Multi trace - Multi traccia

Resolution - Risoluzione

Rise Time - Tempo di salita

Roll-off - Taglio. Aumento o diminuzione del responso dopo la porzione piatta

Signal delay - Segnale di ritardo

Tangential noise measurement - Determinazione della rappresentazione del segnale spurio

Trigger - Azione

Unblanking - Attivare il raggio catodico, opposto di blanking.

La memorizzazione e il programma negli elaboratori elettronici

di Piero SOATI

Qualsiasi organo che sia in grado di conservare dei dati e delle informazioni e, all'occorrenza, prelevarli è detto memoria. Secondo un concetto più generico un libro, uno schedario, una registrazione su nastro, una scheda meccanografica perforata, costituiscono delle memorie.

Le unità a nastri, a tamburi e a dischi magnetici, di cui abbiamo già avuto occasione di parlare nel numero scorso, hanno altresì la funzione di immagazzinare dei dati e di conservarli per una dato periodo di tempo. Pertanto essi non sono soltanto delle unità di immissione ma anche delle unità di memoria.

Fa difetto in questi dispositivi il tempo di trasferimento delle informazioni, che è dell'ordine di millesimi di secondo, quindi eccessivo per le esigenze dell'unità di elaborazione che opera in milliardesimi di secondo.

Per questo motivo alla unità di elaborazione si abbina la memoria centrale, costituita da nuclei di ferrite o da circuiti elettronici, dotata di elevata velocità operativa, nella quale vengono registrate le istruzioni e le informazioni necessarie alle operazioni di elaborazione dati in corso.

La memoria centrale, che è caratteristica degli elaboratori di concenzione moderna, sovente è anche definita come memoria operativa, memoria di elaborazione, memoria interna e rappresenta l'organo funzionalmente destinato ad eseguire le seguenti operazioni: a) memorizzazione delle istruzioni di programma, b) memorizzazione dei dati in fase di elaborazione, c) memorizzazione dei dati di entrata prima del loro invio ai vari organi interessati, d) memorizzazione dei dati elaborati prima dell'invio alle unità periferiche.

I NUCLEI DI FERRITE

La forma delle memorie a nuclei di ferrite è quella di tanti piani a reticolo posti parallelamente fra loro, il cui numero varia in funzione del codice utilizzato per rappresentare un carattere come mostra la figura 1.

Quindi le memorie in ferrite sono costituite da piccolissimi anelli di materiale magnetico fissati su una griglia di cavo, sottilissima, che li attraversa in tre direzioni. Nei nuclei le informazioni vengono depositate in codice binario inviando attraverso due dei cavi perpendicolari fra loro, degli impulsi di corrente elettrica in modo da magnetizzare il nucleo in un senso o nel senso opposto secondo il cavo usato.

L'informazione, composta di un bit per per ogni nucleo, è letta dal terzo cavo il quale invia all'unità centrale degli impulsi elettrici utilizzabili direttamente.

IL BIT E BAUD

Il Bit, contrazione delle parole inglesi binary digit, cioè numero binario, nei calcolatori elettronici corrisponde all'impulso elettrico che costituisce la più piccola unità di informazione registrabile in una memoria magnetica. Un complesso di otto bit (in italiano non si deve aggiungere la s alle unità espresse in lingua estera, per farne il relativo plurale) costituisce un byte che è l'unità di riferimento dei calcolatori stessi.

Quindi l'unità di informazione, cioè il bit, rappresenta altresì la quantità d'informazione associata alla scelta di due possibili stati, mentre la velocità di trasmissione si misura in baud.

Se indichiamo con T la durata dell'impulso più breve che si può trasmettere in una linea, la sua velocità di trasmissione, espressa in baud è:

$$V = \frac{1}{T}$$

Ad esempio un canale telegrafico il cui limite di velocità, dovuto alle caratteristiche proprie della linea, consente di avere degli impulsi di durata minima di 25×10^4 permetterà di raggiungere la seguente velocità di trasmissione:

$$V = \frac{10^4}{25} = 400 \text{ baud}$$

I CIRCUITI MST E MOSFET

In questi ultimi anni i sistemi monolitici MST, (cioè Monolitic Systems Technology) che consentono di riunire su una piastrina di silicio di un centimetro quadrato, cioè il chip, fino a 174 circuiti elettronici completi con 1400 elementi circuitali, hanno consentito l'inserimento negli elaboratori elettronici di memorie ad altissima velocità aventi delle dimensioni molto più ridotte delle memorie a nuclei di cui si è parlato nel paragrafo precedente, pur avendo una capacità maggiore.

Dal punto di vista della miniaturizzazione e quindi della velocità sono ancor più evoluti i circuiti MOSFET, (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor), che ormai sono entrati nell'uso comune anche per gli elaboratori elettronici.

LA MEMORIA VIRTUALE

Malgrado i progressi ai quali si è accennato sopra nel campo delle tecnologie costruttive, uno dei problemi più ardui da risolvere e che per lungo tempo è rimasto insoluto è quello di riuscire a memorizzare i programmi formati da un grande numero di istruzioni.

Il programma infatti deve essere inserito nella memoria centrale per il fatto che l'unità di controllo ha necessità di consultarlo con continuità, e ciò, nel caso di programmi molto lunghi, è praticamente impossibile dati i limiti di capacità della memoria centrale.

L'ostacolo è stato aggirato secondo la tecnica detta della memoria virtuale che può essere spiegato nel seguente modo: il programma si registra nelle unità a dischi magnetici che, come si sà non presentano problemi di spazio.

Esso è suddiviso in numerose pagine che vengono immesse nella memoria centrale, una dopo l'altra, nel momento in cui sono richieste le istruzioni contenute in ciascuna pagina.

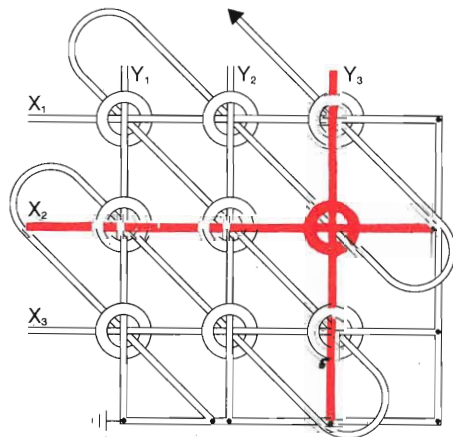



Fig. 1 - Rappresentazione di un sistema di memoria a nuclei di ferrite.

Dopo essere stata utilizzata ciascuna pagina ritorna nelle unità a dischi e viene sostituita, nella memoria centrale, dalla pagina successiva. Con questo sistema la memoria centrale ospita, in ogni istante, soltanto le istruzioni che le servono e che pertanto occupano una porzione ristretta della sua capacità.

L'elaboratore elettronico può pertanto disporre di una memoria sussidiaria, detta per l'appunto virtuale, *la cui capacità diventa uguale alla somma della memoria centrale e delle memorie esterne ed è perciò in pratica illimitata. Questo vantaggio naturalmente è comune anche al programma che può essere scritto liberamente senza preoccuparsi di contenere la quantità di istruzioni entro dei limiti troppo rigidi.*

IL PROGRAMMA

Si dice che gli elaboratori elettronici sono in grado di eseguire qualunque successione di operazioni in modo da risolvere qualsiasi tipo di problema. Si dice altresì che gli elaboratori sono degli automatismi aperti *intendendo con ciò affermare che sono idonei a risolvere problemi di diversa natura e portata. In effetti l'elaboratore, come tutte le macchine,* non sa far nulla se non lo si predispone ad eseguire determinate operazioni.

Si deve infatti fornire alla macchina un programma ed una serie di istruzioni che, inviate alla memoria tramite la solita via, consentano di mettere l'elaboratore in condizioni di svolgere automaticamente il proprio lavoro.

Ci si riporta cioè al concetto delle istruzioni memorizzate che ormai da tempo sono applicate in apparecchiature e macchine di uso comune: infatti, se saliamo in un ascensore e premiamo il tasto n. 20 *diciamo all'ascensore:* portami al ventesimo piano.

Mentre però in un ascensore di vecchio tipo, od in quelli attuali ma di costo modesto, non ci è possibile pre-impostare la serie delle fermate che interessano i vari utenti, in uno moderno è possibile predisporre l'intero programma di fermate prima della partenza.

Le varie prenotazioni costituiscono delle vere e prorie istruzioni operative alle quali l'ascensore si attiene per l'intero percorso.

Dunque, anche programmare un elaboratore elettronico significa identificare, tramite una precisa schematizzazione, (il diagramma a blocchi), le successive operazioni che esso dovrà eseguire e che ovviamente dovranno pervenirgli sotto forma di istruzioni come abbiamo fatto nel caso dell'ascensore moderno.

Dalla matematica sappiamo che qualsiasi procedimento di calcolo, anche dei più complessi, può essere svolto mediante l'esecuzione di una o più serie di addizioni, sottrazioni e confronti; attraverso cioè quelle operazioni elementari che un elaboratore è in condizioni di eseguire con una singola istruzione.

Nel caso di un lavoro molto complesso il procedimento di scomposizione in operazioni elementari può costituire ovviamente una soluzione molto onerosa ed in qualche caso anche proibitiva. Da ciò deriva la necessità di programmare l'elaboratore comunicandogli la procedura di calcolo non attraverso una lunga serie di operazioni elementari ma mediante una forma più sintetica.

Cioè, invece di effettuare la comunicazione usando il linguaggio molto povero accessibile al calcolatore, se ne utilizzerà uno più potente che sia capace di esprimere con una minore quantità di ordini la stessa procedura.

Siccome i circuiti dell'elaboratore accettano soltanto dei comandi elementari si ricorre ad una preventiva elaborazione che provvede a tradurre i comandi sintetici del linguaggio utilizzato nella serie di istruzioni elementari che ad essi equivalgono.

Supponiamo che si desideri eseguire un lavoro di questo tipo:

Date molte terne di numeri A, B, C, si vuole calcolare e stampare per ciascuna terna la quantità X = A + logB + C.

Se si dovesse usare esclusivamente il linguaggio base corrispondente alle esigenze circuitali della macchina, sarebbe indispensabile ricorrere a procedimenti molto lunghi per sviluppare le serie che consentono di calcolare in modo elementare il logaritmo di un numero.

Ciò darebbe luogo ad un lavoro di programmazione molto lungo e complesso.

Per contro, lo stesso programma scritto nel linguaggio noto con il nome di linguaggio Fortran, *si riduce a quattro semplici comandi:*

1) READ A, B, C,
   che equivale all'ordine di leggere una terna di numeri.
2) LOG B.
   con il quale si ordina di calcolare il logaritmo di B.
3) X = LOG B + C
   ossia l'indicazione del calcolo da eseguire
4) WRITE
   che corrisponde all'ordine di stampare il risultato ottenuto.

Allora se nella memoria dell'elaboratore sono stati inseriti in precedenza i programmi parziali (ossia le routine) corrispondenti agli ordini READ, LOG *e* WRITE, *la macchina eseguirà la seguente serie di operazioni:*

1) *con la routine* READ *leggerà i valori di A, B, C.*
2) *con la routine* LOG, *calcolerà il logaritmo di* B.
3) *con la routine* A + LOGB + C *eseguirà la somma* A + logB + C.
4) *con la routine* WRITE *stamperà il valore richiesto di* X.

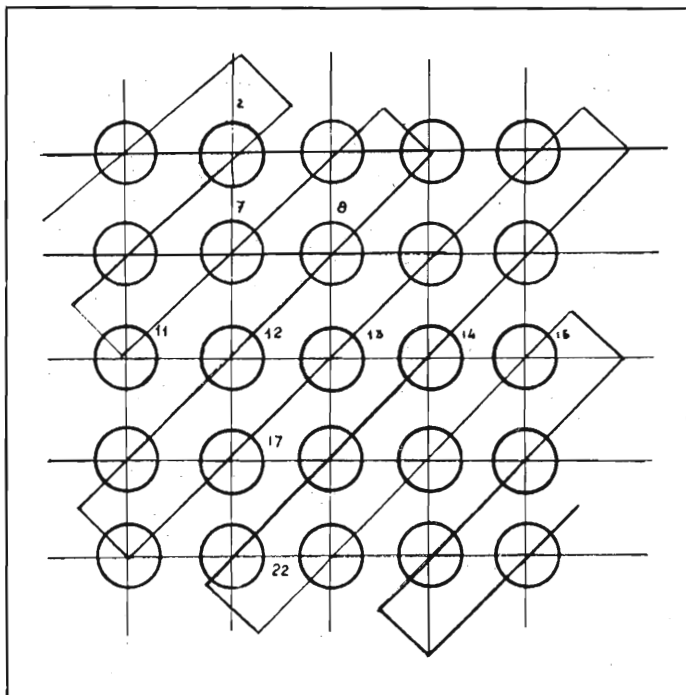



Fig. 2 - Impostazione della memoria a nuclei magnetici di figura 1. Il reticolo è visto in sezione.

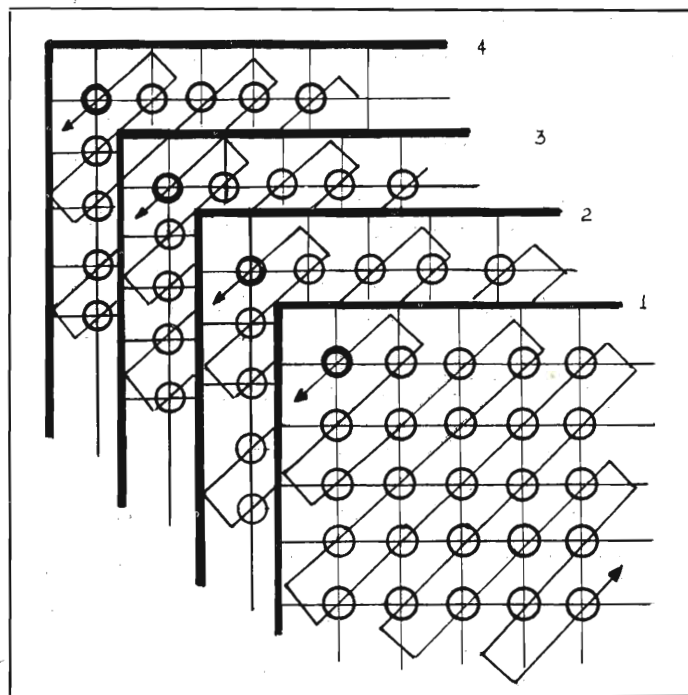



Fig. 3 - In questa figura sono chiaramente visibili una serie di piani di reticolo di una memoria magnetica.

IL LINGUAGGIO UOMO-MACCHINA

Scrivere un programma in linguaggio base significa usare gli stessi codici o caratteri intelligibili alla macchina al momento in cui dovrà eseguirlo. Per questo motivo la programmazione in linguaggio base non può prescindere dall'esatta conoscenza del simbolismo relativo allo specifico tipo di elaboratore.

Nei primi elaboratori l'uomo era costretto ad esprimersi soltanto in linguaggio macchina e per l'esecuzione di operazioni anche molto elementari doveva tracciare dei complicati reticolati di cifre binarie. Le cose si semplificarono con la realizzazione delle macroistruzioni, *con le quali, mediante una sola fase, è possibile far compiere all'elaboratore tutta una lunga sequenza di* passi *già preparati in occasione di lavori precedenti.*

Infatti, in numerosi programmi riguardanti applicazioni del tutto differenti, si presenta la necessità di ripetere, nelle varie fasi di lavoro, uno stesso gruppo di operazioni. Pertanto, per ovviare al suddetto inconveniente, si è arrivati all'idea di realizzare un sottoprogramma, o routine, *che consiste, per l'appunto, in un gruppo d'istruzioni, registrato in un unico punto della memoria centrale, al quale il programma* salta *tutte le volte che è necessario per l'elaborazione dei dati. Se poi più routine possono essere utili per diversi programmi esse vengono riunite sotto un codice speciale in modo che il programmatore possa farvi riferimento con una sola istruzione globale che è detta* macroistruzione.

I LINGUAGGI SIMBOLICI

I linguaggi in genere si distinguono in linguaggi a basso livello (low level) *e linguaggi ad alto livello* (high level) *e stanno a definire il grado di programmazione automatica. I linguaggi a basso livello possono essere definiti* «uno a uno» *poiché presentano una corrispondenza numerica fra le istruzioni, dette frasi, nel linguaggio simbolico e le stesse istruzioni in linguaggio di macchina: un programma del genere contiene lo stesso numero di istruzioni che avrebbe se fosse redatto in linguaggio base. Nei linguaggi di livello più elevato a ciascuna delle loro frasi corrispondono invece più istruzioni di base che normalmente rappresentano un intero sottoprogramma. I linguaggi usati per comunicare con gli elaboratori si sono evoluti gradualmente nel tempo assimilandosi al modo di esprimersi dell'uomo tanto da poter essere definiti* linguaggi simoblici avanzati. *Ovviamente essi devono essere accompagnati da un complesso di programmi che hanno il compito di tradurne le istruzioni nel codice della macchina e che sono detti* compilatori.

IL FORTRAN

Il FORTRAN *(contrazione dell'espressione* FORmula TRANslation*) è un linguaggio simbolico ad alto livello, accettato da gran parte degli elaboratori, che pur essendo indirizzato alle applicazioni tecnico-scientifiche si presta anche alla programmazione di problemi aventi carattere commerciale. Esso si basa sul linguaggio algebrico con in più alcune regole particolari imposte dalle esigenze dell'elaboratore.*

Se per esempio si vuole ordinare all'elaboratore di calcolare e di stampare il valore di C = A + B, *quando A ha il valore di* 6,8 *e* B *quello di* 2,381 *si dovrà scrivere semplicemente:*

A = 6,8
B = 2,381
C = A + B
STOP

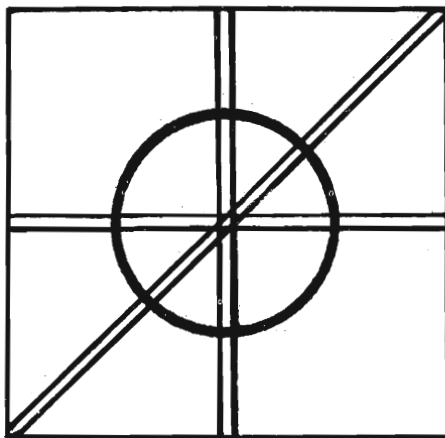



Fig. 4 - Disegno ingrandito della sezione di un nucleo magnetico di memoria magnetica.

Fig. 6 - Circuito integrato utilizzato nell'unità logico-aritmetica e nelle memorie.

IL COBOL

Per il campo di applicazioni commerciali ed amministrative è stato studiato il linguaggio COBOL *(dalla contrazione di* Common Business Oriented Language), *il quale consente di programmare il calcolatore con parole e frasi proprie della lingua inglese commerciale.*

Per esempio se si vuole calcolare il valore dello stock di una certa merce in funzione del prezzo, dei pezzi in magazzino e dei movimenti di entrata e in uscita, bisognerà scrivere:

COMPUTE STOCK-VALUE = UNITE PRICE* (STOCK-ON-HAND + RECEIPTS SHIPMENTS) *in cui l'asterisco significa* «moltiplica per».

Semplicissimi da usare sono i linguaggi BASIC (Beginners All-Purpose Symbolic Instruction Code) *usati prevalentemente per elaborazioni scientifiche e l'*APL *che deriva dalle iniziali di un testo dell'Iverson,* A Program Language, *un linguaggio costituito da simboli matematici e logici, che essendo particolarmente conciso è adatto alla programmazione di applicazioni mediante terminale.*

LINGUAGGI UNIVERSALI

La tendenza a dar vita a nuovi linguaggi maggiormente specializzati è più settoriali è stata contraddetta negli ultimi anni dai collegamenti sempre maggiori che inter-

Fig. 5 - Calcolatore da tavolo programmabile, modello HP 9815, della Hewlett & Packard, per applicazioni scientifiche ed industriali munito di 10 registri numerici e memoria mista di 472 passi, estensibili a 2008 (ogni passo equivale ad un byte).

corrono fra la scienza e l'industria e fra i ricercatori e gli operatori economici.

La risposta a questa particolare situazione consiste nel creare un nuovo linguaggio che abbia delle caratteristiche universali e che possa funzionare altrettanto bene sia nelle applicazioni commerciali che in quelle tecniche.

Un esempio di questo nuovo tipo di linguaggio è dato dal PL/1 (Program Language 1), *nato di recente per conciliare, per l'appunto, i problemi commerciali e quelli scientifici e che concentra in sè i vantaggi dei linguaggi precedenti come il Fortran, il Cobol ed altri.*

Si tratta di un linguaggio che riflette la versatilità applicativa dei moderni elaboratori elettronici avente delle caratteristiche modulari. Esso è formato da dei blocchi, utilizzabili anche isolatamente, che rendono il lavoro particolarmente semplice anche per programmatori principianti cioè alle prime armi nella loro attività.

Fig. 7 - Il diagramma a blocchi descrive graficamente la strategia ritenuta migliore per la soluzione dei problemi. Attraverso simboli geometrici ed annotazioni abbreviate il programmatore indica la serie di istruzioni da impartire all'elaboratore (IBM).

GLOSSARIO D'INFORMATICA
(parte quarta)

Nanosecondo - *miliardesimo di secondo.*

Nastri magnetici (memoria a) - *unità di memoria nella quale i dati sono conservati sotto forma di registrazioni magnetiche su dei nastri di plastica rivestiti di ossido magnetico.*

Nastro di carta - *supporto di registrazione dei dati costituito da una striscia continua di carta in cui le informazioni sono rappresentate da perforazioni in codice particolare.*

Nixie - *lampada di piccolissime dimensioni nella quale sono visibili le cifre e che serve a costituire un dispositivo visivo di uscita dei dati ed impiegato nei terminali video.*

Nuclei di memoria - *tipo di memoria centrale in cui i dati sono immagazzinati magnetizzando opportunamente gruppi di nuclei, cioè dei piccolissimi anelli di ferrite attraversati da una griglia di fili conduttori di energia elettrica. Un'unità di memoria è costituita da numerose griglie disposte su piani paralleli.*

OCR (Optical Character Recognition) - *tecnica di lettura diretta, da parte di speciali unità, di caratteri stampati aventi particolari caratteristiche di forma.*

Off-line - *termine che sta ad indicare il funzionamento di un'unità non posta sotto il diretto controllo dell'unità centrale di un sistema elettronico, oppure un tipo di elaborazione in cui è necessario l'intervento umano tra la fase di registrazione dei dati e la loro successiva elaborazione.*

On-line - *funzionamento di un'unità o di dispositivi posti sotto il diretto controllo dell'unità centrale; elaborazione in cui le fasi di raccolta e immissione dei dati sono automaticamente legate al trattamento dei dati stessi del sistema.*

OS (Operating System) - *sistema operativo della IBM per gli elaboratori elettronici del sistema 360 e 370 (vedere sistema operativo).*

Parola - yorld - *un insieme di bit variabile come numero a seconda del tipo di elaboratore costituente una unità di memoria centrale. Normalmente la parola è di 16 bit, oltre a 2 per segno e controllo.*

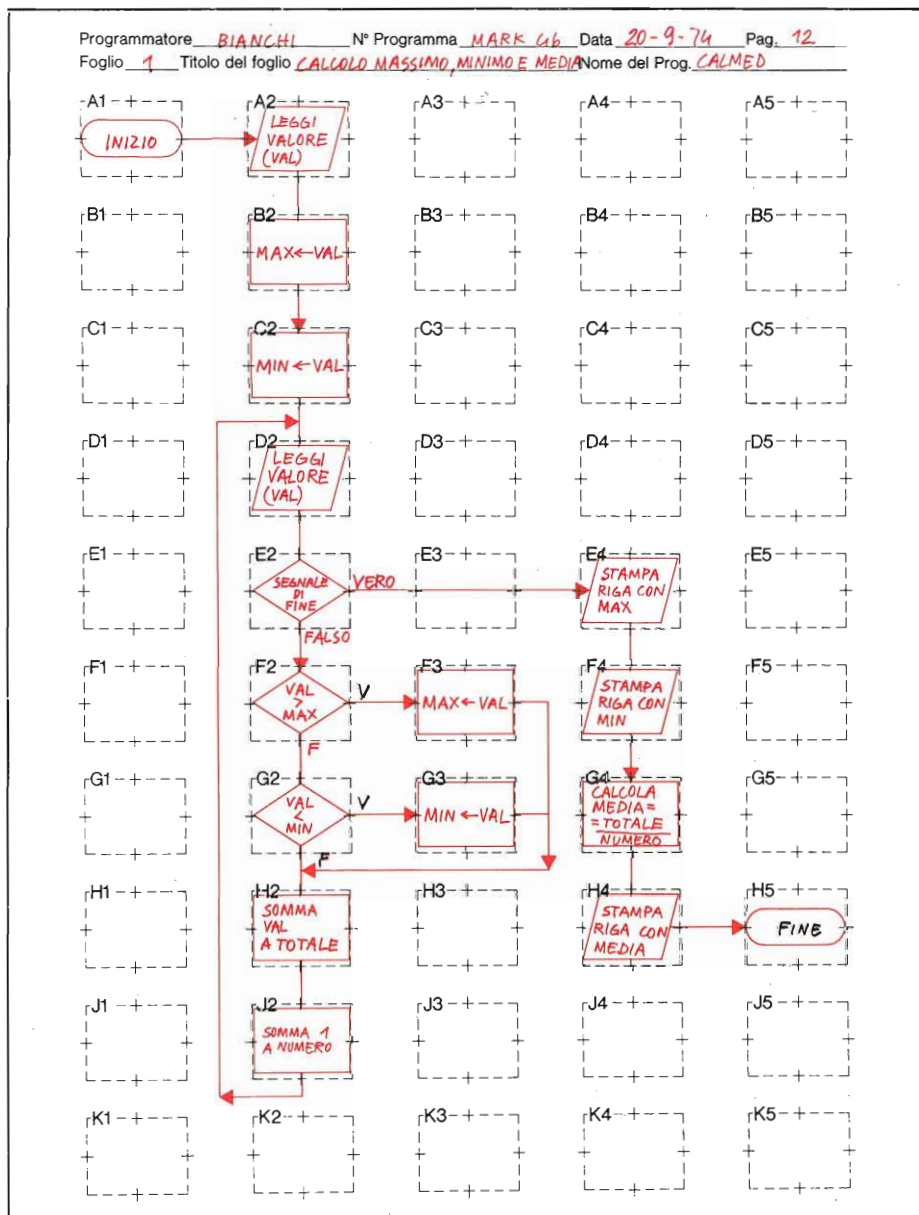
Penna a luce - *strumento elettronico a emissione di raggi luminosi che, applicato sullo schermo di un terminale video, in corrispondenza di determinati punti, permette di richiedere all'elaboratore lo svolgimento di determinate operazioni.*

Periferiche (unità) - *tutte le unità di un sistema di elaborazione che sono collegate all'unità centrale, in contrapposizione, appunto, all'unità centrale.*

PL/1 - *linguaggio di programmazione adatto sia a applicazioni commerciali che a elaborazioni scientifiche.*

Processo (controllo di) - *sistema automatico di gestione e autoregolazione di un processo industriale continuo.*

Programma - *complesso logico d'istruzioni necessario per ottenere lo svolgimento di una determinata funzione da parte di un elaboratore elettronico.*

Programmatore - *specialista incaricato di scrivere, nel linguaggio più opportuno, le istruzioni che costituiscono il programma.*

DOMENICO SERAFINI

Il nostro corrispondente dagli USA, Sig. Domenico Serafini, è stato nominato membro della Federazione Mondiale della Stampa Italiana all'Estero.

La nomina è avvenuta a seguito del servizio di Serafini sul Numero Storico sulla TV apparso su SELEZIONE di TECNICA RADIO TV del Dicembre 1975 e per la collaborazione con stazioni radio televisive americane.

Per tale numero storico Serafini ha ricevuto congratulazioni dalla stampa italo-americana e da illustre personalità nel campo scientifico e giornalistico USA.

GGA III: nuovi tipi di apparecchiature per grandi impianti centralizzati d'antenna e CATV

di Eberhard Finckh e Gerhard Thoener*

La radio e la televisione costituiscono uno dei mezzi di informazione più importanti. I programmi per gli utenti vengono di solito trasmessi da una rete di trasmettitori radiofonici e televisivi i cui segnali sono ricevuti a loro volta da impianti d'antenna singoli o centralizzati. Attualmente si va diffondendo sempre più la tendenza o di combinare tra di loro questi impianti centralizzati (tipo GA) per realizzare quelli di maggiori dimensioni (tipo GGA) o di progettare questi ultimi direttamente sin dall'origine.

Le località d'installazione dei trasmettitori sono scelte in modo da garantire una ricezione il più possibile esente da disturbi ed a potenze di segnali tali da consentire il collegamento del maggior numero di utenti. I singoli utenti hanno poi la possibilità di ricevere, a seconda della località, un numero diverso di programmi, e cioè: pochi programmi nel caso che le condizioni di ricezione siano difficili (come nelle valli montane e nei passi alpini); molti programmi nel caso che le condizioni siano favorevoli, specialmente qualora si possano ricevere emittenti estere (per esempio nelle zone di confine). In entrambi i casi è possibile sfruttare i vantaggi dei grandi impianti d'antenna (televisione via cavo) sia nelle zone limitate sia in quelle più estese. Se si tratta di territori montagnosi, la cima più alta sarà quella più appropriata per installare la stazione ricevente; nelle zone in cui si può avere una ricezione perfetta, un tale impianto consente di eliminare le cosiddette "foreste di antenne" che, oltre a deturpare l'ambiente, sono anche poco economiche. Il grande impianto centralizzato d'antenna diventa necessario nei casi in cui si devono trasmettere ulteriori programmi e le bande di frequenza radiofoniche risultano quasi o completamente occupate; un'evenienza di questo genere si verificherebbe per esempio nella Repubblica Federale di Germania, qualora venisse introdotto un quarto programma televisivo. In questo caso un grande impianto centralizzato d'antenna diverrebbe parte integrante di una rete di trasmissione in cui si potrebbero anche convogliare altri programmi non emessi dai trasmettitori radiofonici e televisivi [1].

Dipl.-Ing. Eberhard Finckh, Siemens AG,
Laboratorio centrale per telecomunicazioni, Monaco;
Dipl.-Ing. Gerhard Thoener, Siemens AG,
Sezione trasmissioni a lunga distanza, Monaco.

COSTITUZIONE PRINCIPALE DI UN GRANDE IMPIANTO

I grandi impianti centralizzati d'antenna sono di solito costituiti dalla stazione ricevente, dalla stazione di testa, dalla dorsale principale, dalle linee secondarie e dai settori di servizio (fig. 1).

La stazione ricevente normalmente non si differenzia molto da quella di un buon impianto centralizzato d'antenna. Qualora però le condizioni di ricezione siano critiche è necessario installare un palo d'antenna di altezza adeguata in località scelta appositamente in modo da ottenere buoni risultati. La stazione ricevente può essere completata per il servizio di programmi provenienti da linee di allacciamento extraregionali o da studi locali.

La stazione di testa provvede ad elaborare tutti i segnali ricevuti in modo che all'uscita siano presenti ottimi segnali di canale, ad eguale livello, da inviare al successivo sistema coassiale di distribuzione a banda larga VHF. Per mantenere automaticamente questi livelli a valori costanti, appositi generatori pilota inviano segnali di riferimento alla rete di trasmissione.

La dorsale principale ha il compito di inviare i segnali alle linee secondarie; in questo caso è necessario superare notevoli distanze. A seconda dell'ampiezza della rete, vengono installati a determinati intervalli degli amplificatori di dorsale principale alimentati o direttamente (da alimentatori sul posto) o a distanza, mediante il cavo coassiale di collegamento (telealimentazione).

Le linee secondarie provvedono a distribuire i segnali ai settori di servizio. Anche gli amplificatori delle linee secondarie possono essere alimentati a distanza.

Canali ad onde ultracorte (FM)
Televisione (6 programmi VHF/UHF)
Fino a 6 programmi supplementari
Stazione ricevente
Amplificatori principali con dispositivi di regolazione ed automatismo di commutazione
Convertitori per canali speciali
Stazione di testa
VHF
Amplificatore di dorsale
Amplificatore di linea
Amplificatore di linea
Amplificatore di settore senza riconversione
Amplificatore di settore con riconversione
Selettore programmi TV
Selettore programmi TV
S
UHF
Rete di utenza
Rete di utenza

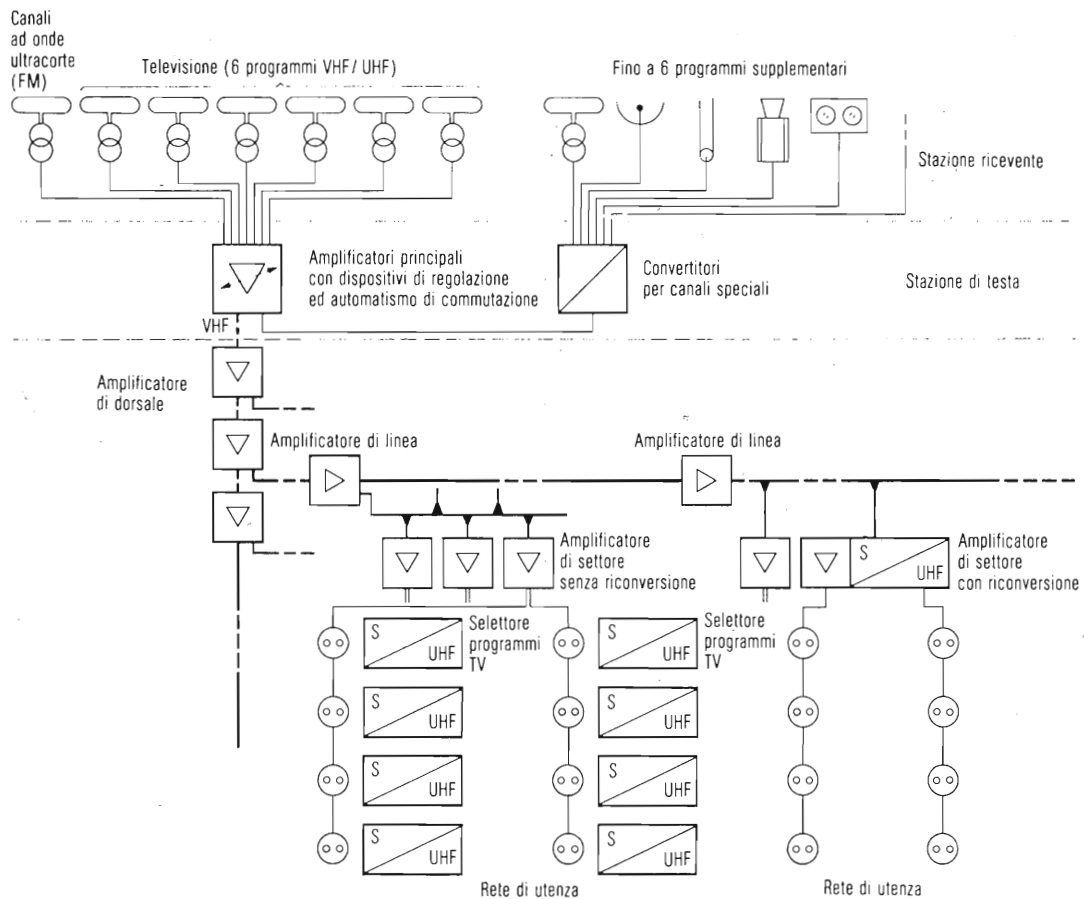



Fig. 1 – Schema a blocchi di un grande impianto centralizzato d'antenna; i programmi supplementari sono trasmessi per radio, per ponti a microonde, via cavo o direttamente dagli studi regionali per TV e radio.

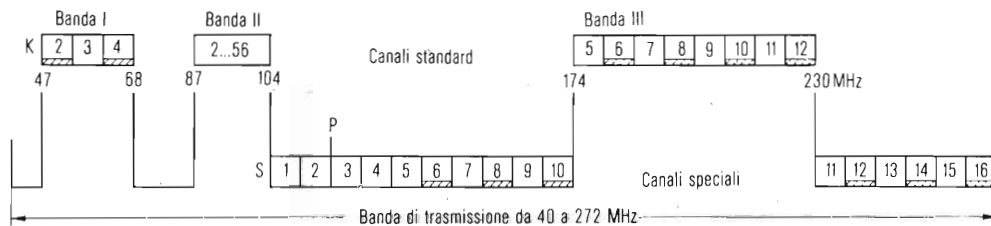



Fig. 2 – Raster dei canali GGA III per la banda VHF.

I settori di servizio infine provvedono a distribuire i segnali nelle abitazioni. Essi hanno la stessa struttura di quelli impiegati in buoni impianti centralizzati d'antenna. Gli amplificatori di settore (anch'essi a larga banda) sono dimensionati in funzione del rispettivo servizio di utenza. Di solito le stazioni amplificatrici di settore hanno anche il compito di riportare nella posizione standard quei segnali che si trovano fuori norma nel sistema di distribuzione a larga banda disposto a monte; in questo modo i segnali possono essere ancora ricevuti con i comuni televisori.

FILTRAGGIO DEI SEGNALI NELLA STAZIONE DI TESTA

Prima di inviare i programmi nel sistema di distribuzione a banda larga è necessario separarli canale per canale, in base allo schema di frequenza previsto. Per la banda VHF da 40 a 272 MHz è adatto il "Raster" dei canali di cui a figura 2. In questo caso è da tener presente che i singoli programmi non devono essere allogati in canali adiacenti fra loro, altrimenti non verrebbero separati perfettamente dai televisori. Si consiglia pertanto di occupare dapprima i canali televisivi standard di numero pari e poi quelli speciali secondo la sequenza 10, 8, 6, 12, 14, 16 [2]. Qualora qualche canale di questo "Raster" coincidesse con il canale trasmesso da un trasmettitore, il "Raster" stesso andrà modificato. Sussiste infatti il pericolo di una irradiazione diretta nei ricevitori a causa dell'elevata intensità di campo esistente. Per selezionare, amplificare e regolare il livello di questi segnali si impiegano amplificatori con controllo automatico di guadagno con livello d'uscita costante. Gli altri segnali, soprattutto quelli ricevuti nei canali UHF, devono essere convertiti.

Allo scopo si predispone una serie di amplificatori di canale VHF con o senza regolazione automatica dai rispettivi convertitori di frequenza.

Anche i segnali radiofonici, come quelli televisivi, si possono filtrare; ogni segnale UKW (onde ultracorte) ricevuto viene convertito, mediante un selettore di canale, su una frequenza intermedia fissa di 10,7 MHz, quindi filtrato, amplificato, livellato e convertito poi in un appropriato canale della gamma II.[3]

Per mantenere costante il livello dei segnali nei grandi impianti d'antenna vengono inviati segnali pilota nella banda di trasmissione; di regola il sistema GGA III funziona con un solo segnale pilota (118 MHz).

Tutti i componenti della stazione di testa sono costruiti in esecuzione "SICASET®", in modo che la preparazione dei canali si possa adattare in maniera ottimale, sia tecnicamente sia economicamente, alle diverse esigenze del momento. Le cassette sono sistemate in armadi o in telai (fig. 3).

DISTRIBUZIONE DEI SEGNALI

Sulla dorsale principale (ed anche sulle linee secondarie) sono inseriti di solito parecchi amplificatori disposti uno dopo l'altro. Il compito delle singole stazioni amplificatrici è quello di compensare l'attenuazione del cavo di ogni sezione in modo cha all'uscita di ogni stazione amplificatrice si abbia, per tutte le frequenze, un medesimo livello di segnale. Poiché l'attenuazione del cavo dipende anche dalla temperatura, è necessario che o l'una o l'altra stazione amplificatrice, adeguatamente pilotata, compensi l'attenuazione relativa alle sezioni di amplificazione disposte a monte. Gli amplificatori di dorsale devono inoltre offrire la possibilità di effettuare derivazioni dalla dorsale stessa o di allacciarvi nuove linee.

Le stazioni amplificatrici del nuovo sistema GGA III soddisfano queste esigenze; esse sono montate in una custodia pressofusa robusta, stagna all'acqua, schermata all'AF e fornita di cinque

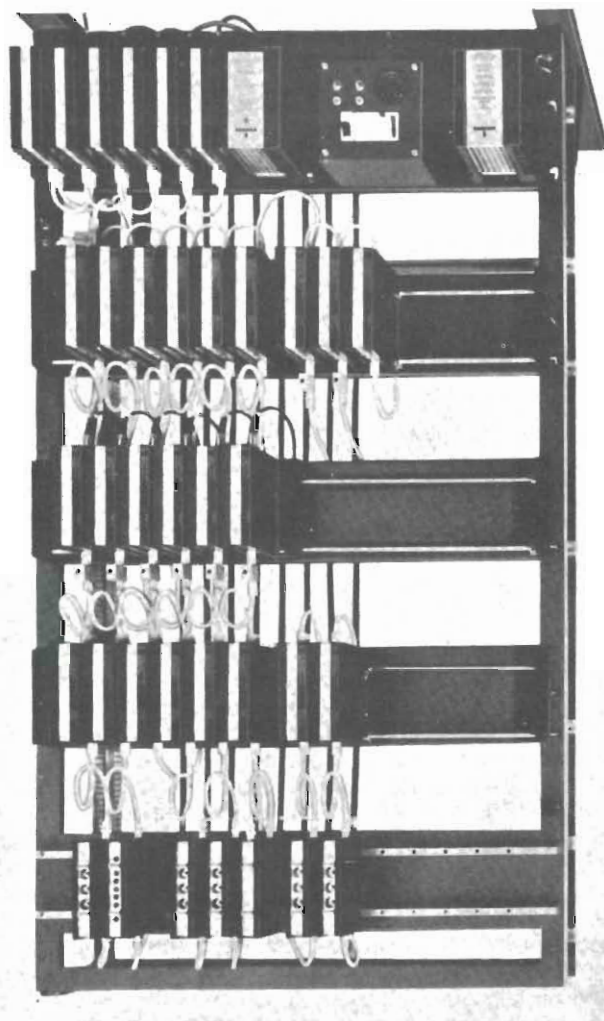



Fig. 3 – Stazione di testa con moduli in esecuzione "SICASET".

boccole per il collegamento di altrettanti cavi (fig. 4). Il circuito è suddiviso in unità funzionali (moduli) che vengono montate nella piastra di base a seconda delle necessità. La foto a colori di cui a pagina 2 mostra ad esempio un amplificatore di dorsale principale con regolazione pilota e amplificatore di derivazione; in figura 5 è riportato il relativo schema a blocchi. I segnali arrivano all'amplificatore (C) passando attraverso il filtro di telealimentazione (FW) con protezione antifulmine, l'equalizzatore di cavo ad innesto (A) e l'attenuatore anch'esso ad innesto (B). Il ricevitore pilota (D) confronta il livello del segnale pilota (o dei segnali pilota) con il valore di riferimento e varia poi l'amplificazione in modo che si ottenga il valore prestabilito. La potenza d'uscita è ripartita tra le uscite 4 e 5, mediante un modulo ad innesto (E), e contemporaneamente disaccoppiata. Una piccola parte della potenza d'uscita, prelevata in precedenza, viene inviata mediante un equalizzatore o un attenuatore (F) all'amplificatore di derivazione (G) che assolve la funzione del primo amplificatore di linea secondaria. Come già detto in precedenza, anche in questo caso la potenza d'uscita può essere suddivisa tra le uscite 2 e 3 mediante un modulo ad innesto (H). Tutte le uscite succitate, come anche l'ingresso, sono equipaggiate con un dispositivo antifulmine e con un filtro di telealimentazione. Un pannello ad innesto consente di realizzare qualsiasi combinazione di alimentazione a distanza. Tre boccole di misura (all'ingresso e alle due uscite)

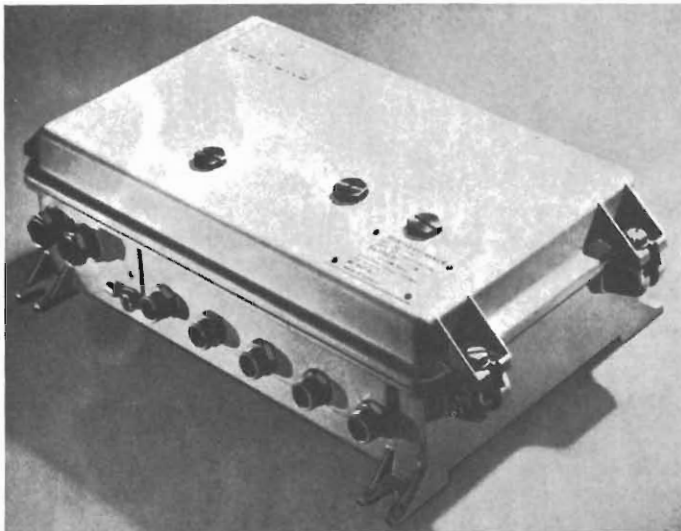



Fig. 4 – Amplificatore di dorsale GGA III in custodia pressofusa stagna all'acqua e schermata all'AF.

permettono di controllare i rapporti di livello dell'amplificatore, senza staccare i cavi; questi ultimi sono collegati mediante speciali adattatori il che rende possibile la misura anche a custodia chiusa, attraverso opportune aperture.

La sezione alimentatrice è realizzata in esecuzione modulare come l'amplificatore ed è costituita da un alimentatore a corrente alternata con relativa custodia. La tensione d'ingresso va da 190 a 250 V nel caso di alimentazione locale, e da 24 a 36 V, commutabile su 29 fino a 43 V, in caso di alimentazione a distanza.

La costruzione modulare e l'impiego combinato di amplificatori, equalizzatori e attenuatori consentono di realizzare stazioni amplificatrici che ben si adattano alla struttura della rete di distribuzione. I gruppi amplificatori sono equipaggiati con robusti transistori al Silicio e montati in un telaio rigido. Il rumore è ≦ 9 dB; il segnale massimo d'uscita (con rapporto d'intermodulazione non inferiore a 60 dB secondo DIN 45004) è di 120 dB μV; in questo modo risulta assicurata una dinamica sotto ogni rapporto molto buona.

La rete di linea oltre dei cavi e delle rispettive stazioni amplificatrici, dispone di un terzo elemento di servizio. Con queszo è possibile realizzare derivazioni di rete fra le stazioni amplificatrici. Occorre distinguere tra: derivatori che prelevano una parte della potenza di segnale dal conduttore e distributori che suddividono tutta la potenza disponibile in parti uguali; per esempio, su due conduttori che proseguono, tanto i derivatori quanto i partitori devono avere un buon adattamento e basse perdite, devono presentare ridotte distorsioni di dissipazione ed essere in grado di disaccoppiare possibilmente solo i segnali a monte. Ne consegue pertanto che i partitori sono costruiti in accoppiamento a 2 vie con disaccoppiamento a trasformatore, ed i derivatori a circuito a ponte differenziale a banda larga.

Per ottenere un livello nominale desiderato dopo aver effettuato la derivazione, è necessario che l'attenuazione di derivazione abbia un valore diverso, a seconda del valore del livello richiesto dalla linea. È opportuno quindi disporre di derivatori con elevata attenuazione di prelievo (bassa attenuazione di transito), e derivatori con bassa attenuazione di prelievo (più elevata attenuazione di transito) e di altri tipi con attenuazioni intermedie. In figura 6 è rappresentato uno schema di rete a) con relativo andamento del livello b).

I componenti sono di diverso tipo a seconda se devono essere installati all'interno degli edifici, nel sottosuolo o all'esterno (e quindi esposti alle intemperie), se devono essere schermati all'AF e/o a tenuta stagna ed infine se i cavi devono entrare o uscire dal basso o lateralmente. Per soddisfare queste esigenze sono state realizzate tre esecuzioni fondamentali:

1. esecuzione schermata all'AF con un numero massimo di quattro inserzioni laterali per impiego all'interno degli edifici ed anche, con opportune misure di sicurezza, nel sottosuolo (entro muffole a dilatazione) (fig. 7);
2. esecuzione stagna all'acqua e schermata all'AF con due inserzioni su entrambi i lati e con un massimo di quattro attacchi in basso (cassette in-line) per installazione all'esterno;
3. esecuzione antistillicidio con un massimo di quattro attacchi in basso.

Tutti questi componenti dispongono di circuiti by-pass per il transito della tensione d'alimentazione a distanza. Questi circuiti sono dimensionati in modo da poter sopportare, senza danni, una corrente di circa 8 A, dovuta a cortocircuiti accidentali.

ALIMENTAZIONE A DISTANZA

La rete di distribuzione per i segnali radiotelevisivi deve essere dimensionata in funzione della struttura della zona da servire ed in base alle esigenze tecniche di trasmissione. Per l'alimentazione a distanza delle stazioni amplificatrici viene effettuata una ripartizione in una sezione principale di alimentazione; la potenza necessaria per la telealimentazione è fornita da un alimentatore il cui primario è collegato alla tensione

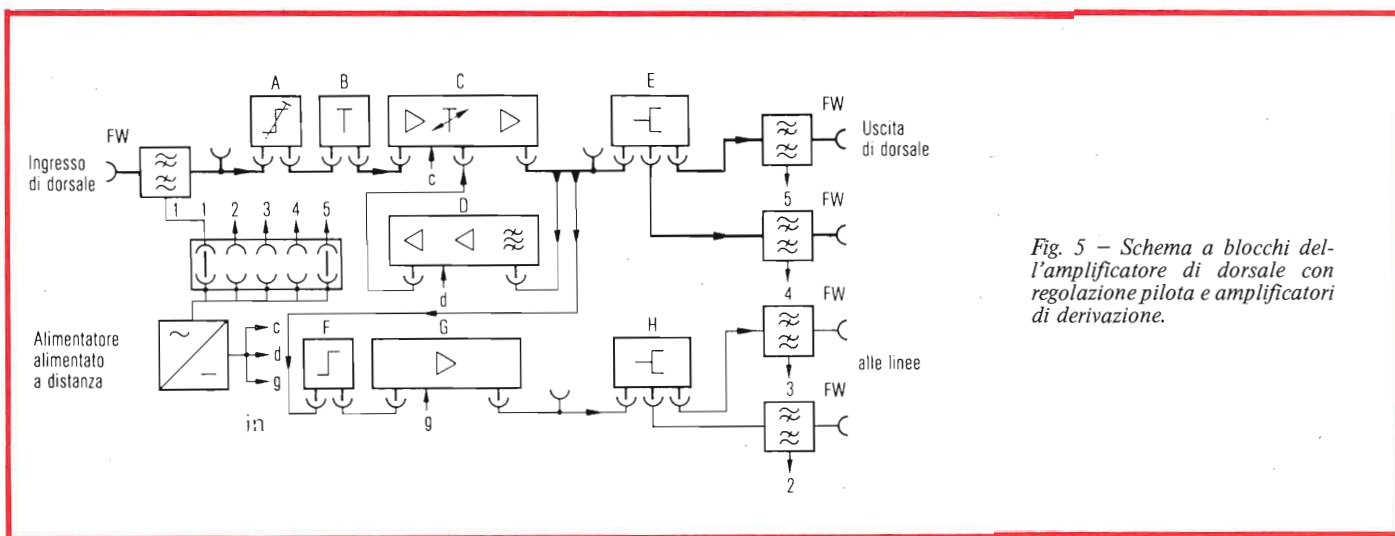



Fig. 5 – Schema a blocchi dell'amplificatore di dorsale con regolazione pilota e amplificatori di derivazione.

alternata 220 V, mentre il secondario eroga tensione alternata stabilizzata a 42 V ± 1 V con carico di corrente fino a 4 A. L'alimentatore è protetto costantemente contro i cortocircuiti, per cui la corrente massima di cortocircuito è di 8 A circa. La tensione di telealimentazione è stata scelta a 42 V per poter effettuare eventuali lavori nella rete di trasmissione (per esempio messa in opera di derivatori) senza correre rischi, pur lasciando inserita l'alimentazione. Per inviare la tensione d'alimentazione sui cavi coassiali, viene impiegata una stazione amplificatrice con i rispettivi "filtri rete". Poiché, come è stato detto, la tensione di alimentazione può essere inviata a tutti i cavi coassiali collegati mediante i relativi moduli ad innesto, è possibile ottenere una telealimentazione in cinque direzioni diverse. Per ogni cavo in uscita può essere impiegato un proprio ponte di connessione, quindi fino ad un massimo di cinque connessioni per ogni stazione amplificatrice. In questo modo il progettista ha la possibilità di moltiplicare il numero dei punti di alimentazione a distanza come pure di ridurre quelli di collegamento alla rete a 220 V.

La portata dell'alimentazione a distanza può variare molto da punto a punto, poiché dipende dal tipo di cavo impiegato, dall'assorbimento di corrente delle stazioni amplificatrici e dalla struttura della rete. Se si impiegano stazioni amplificatrici ad una sola uscita senza derivazioni e cavi a bassa attenuazione (e con ciò basse resistenze per ridurre al minimo la caduta di tensione nel circuito dell'alimentazione a distanza) è possibile alimentare circa sette stazioni amplificatrici in una stessa direzione; in questo modo si possono installare quattrodici stazioni amplificatrici tra due punti di alimentazione principale.

Fig. 6 – Sezione della rete di linea con derivatori e distributori.

CAVI E RELATIVI ACCESSORI

Il progettista dispone di cavi coassiali con Z = 75 Ω e con attenuazione diversa, in modo che, caso per caso (per esempio in reti di vasta estensione) possa trovare una soluzione ottimale per quanto riguarda le spese di installazione e quelle d'esercizio.

Oltre ai cavetti con guaina semplice, ne esistono parecchi altri in esecuzione speciale e meccanicamente diversi tra loro, ad esempio cavi armati o con fune portante incorporata. Il collegamento fra cavi e amplificatori o fra cavi e componenti passivi avviene per mezzo di accessori a basso coefficiente di riflessione. Sia i componenti sia le custodie degli amplificatori presentano dei fori filettati normalizzati nei quali, per la connessione del cavo, viene avvitato, a seconda del caso, o un connettore di ottima qualità o uno speciale supporto per cavi.

Il connettore è costituito dalla boccola filettata e dalla spina con diametri 3,5/12 (75 Ω); la boccola filettata è uguale per tutte le spine; queste ultime invece sono adattate al tipo di cavo impiegato. Il connettore si distingue anche per l'ottima tenuta all'acqua sia in senso longitudinale sia trasversale nonché per la facilità con cui può essere disinserito.

I supporti per cavi sono più economici dei connettori e possono essere impiegati qualora non sussistano particolari esigenze, per esempio di tenuta in senso longitudinale o di maneggevolezza nel disinnesto dei collegamenti. I supporti si differenziano dalle spine poiché in questo caso non si utilizzano spinotti bensì è lo stesso conduttore interno del cavo ad essere direttamente serrato.

Gli accessori per i cavi sono costruiti in modo da offrire una resistenza di transito molto bassa e resistere ad eventuali correnti di cortocircuito.

Misure di protezione supplementari sono infine necessarie quando questi componenti sono installati direttamente nel suolo o in pozzetti soggetti ad allagamenti. Per questi casi è stata ulteriormente sviluppata e migliorata la ben nota tecnica del tubo ad espansione, già largamente sperimentata dalle aziende di distribuzione dell'energia elettrica, che consiste nell'impiego di tubi materiale PE speciale con diametro molto ridotto; detti tubi sono dapprima esposti all'azione del

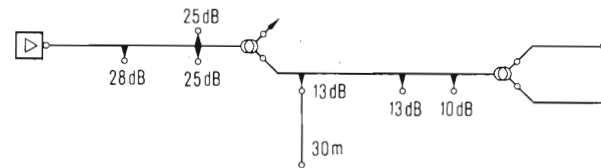
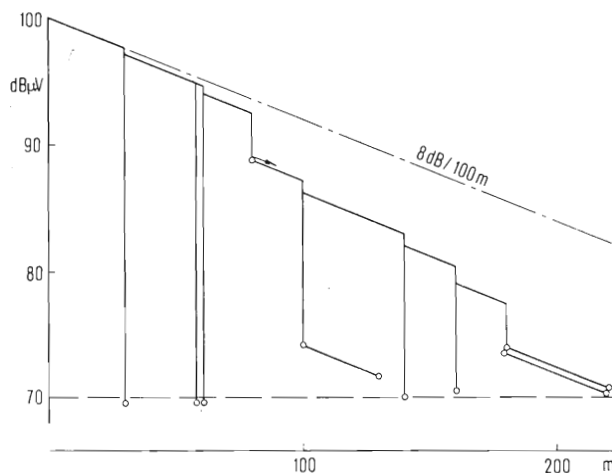
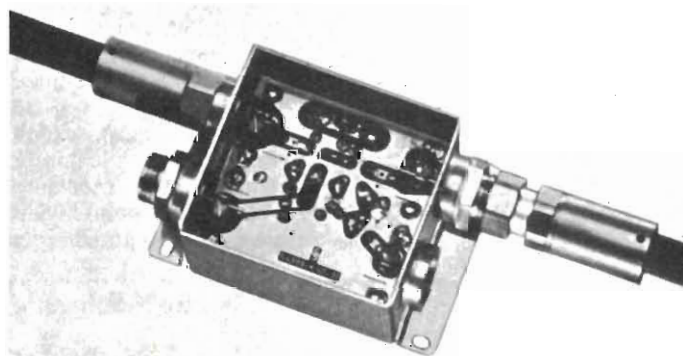



Fig. 7 – Contenitore schermato all'AF (senza coperchio), per derivatore doppio (2x14 dB).

calore, per cui si dilatano fino a raggiungere un diametro maggiore di quello originale, poi vengono raffreddati, assumendo e mantenendo le dimensioni del nuovo diametro, ed infine trattati all'interno con un collante. Quando per esempio si deve riparare un cavo incrinato, si inserisce questo tubo speciale nel punto da congiungere ermeticamente e lo si riscalda con aria calda o con una leggera fiamma. Sotto l'influsso del calore il tubo tenta di assumere di nuovo il diametro originale, per cui

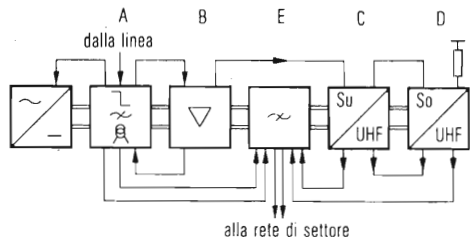



Fig. 8 – Schema a blocchi di una stazione amplificatrice di settore alimentata a distanza con convertitori per canali speciali.

Fig. 9 – Selettore di programmi televisivi.

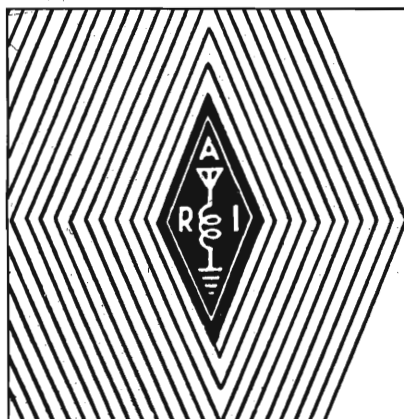
si restringe attorno allo strappo e lo chiude ermeticamente grazie anche al collante di cui è cosparso. Sullo stesso principio di funzionamento si basano anche gli elementi ad espansione che, studiati per effettuare la chiusura stagna degli apparecchi installati nel suolo, sono costituiti da due parti da adattare all'apparecchio applicandole dai due lati fino a farle sovrapporre; dopo questa operazione si passa alla fase di "restringimento".

SERVIZIO DI UTENZA

Le stazioni amplificatrici di servizio o di settore (fig. 8), che si trovano lungo le reti di linea secondarie, hanno il compito di alimentare un determinato settore (ossia una determinata rete con le prese d'utenza). Tutti i segnali in arrivo, pertanto, vengono inviati dapprima ad un amplificatore a banda larga (B) attraverso un demiscelatore di banda (A). Questo demiscelatore contiene un gruppo equalizzatore intercambiabile con cui è possibile portare l'attenuazione del cavo a monte dell'amplificatore di settore ad un valore uguale per tutte le frequenze. Il demiscelatore consente inoltre di prelevare i segnali LMK (< 20 MHz) o la tensione d'alimentazione dal conduttore in arrivo. La potenza d'uscita dell'amplificatore a banda larga VHF viene normalmente convogliata su due linee di servizio di utenza.

Quando il sistema comprende canali speciali, questi canali vengono derivati da una uscita secondaria dell'amplificatore a banda larga e trasformati in canali standard UHF mediante convertitori (C, D). I segnali UHF così ottenuti vengono inviati insieme a quelli VHF ad un miscelatore (E) e da qui alla rete di utenza. Una stazione amplificatrice di settore, equipaggiata con convertitori per canali speciali risulta poco economica nelle zone scarsamente popolate; in questo caso i canali speciali vengono inviati direttamente all'utente che li riceve, quindi, attraverso un selettore di programmi televisivi (fig. 9). Questo selettore converte in un canale standard UHF (di preferenza K 30) i canali speciali prescelti premendo determinati pulsanti di una tastiera. I canali standard VHF vengono ricevuti direttamente agendo al cambia-canali del televisore.

CONCLUSIONI

La nuova serie di apparecchi GGA III ha consentito di migliorare ulteriormente la tecnica degli impianti di distribuzione radiotelevisivi. Le caratteristiche particolari di questi apparecchi rispetto a quelle della precedente produzione sono: maggiore flessibilità (esecuzione modulare), notevole miglioramento delle qualità elettriche, come livello di rumore, modulazione, distorsioni di attenuazione e adattamento, impiego di parti meccaniche adatte alle più svariate esigenze costruttive e di installazione. Il progettista e il costruttore possono pertanto realizzare impianti di distribuzione televisivi più potenti e più economici. Attualmente con il materiale illustrato nella presente descrizione è in costruzione un impianto che servirà 40.000 utenti, inizialmente con nove ed in un secondo tempo con diciannove programmi; in questo impianto verranno impiegati oltre 60 amplificatori di dorsale principale per superare distanze di circa 25 km.

Multimetro digitale Sinclair DM2

Le minime dimensioni e l'eccezionale stabilità ottenibile con le moderne tecnologie basate sull'impiego dei circuiti integrati, rendono il multimetro digitale uno strumento che oggi può essere considerato indispensabile ed insostituibile in qualsiasi laboratorio. Il nuovo strumento che vi presentiamo in questo articolo è stato concepito per soddisfare le più rigorose esigenze di precisione e di funzionalità, compatibilmente con quelle referite alla praticità, alle minime dimensioni, al peso ridottissimo ed al fattore economico.

a cura di LUBI

L'o sfruttamento delle più moderne tecnologie costruttive, l'impiego di componenti ad alta qualità, ed il grado più elevato di specializzazione professionale hanno consentito la realizzazione di uno strumento dalle prestazioni estremamente interessanti, come avremo ben presto occasione di constatare.

Un circuito integrato di elaborazione digitale del tipo MOS LSI viene usato per controllare l'indicazione automatica della polarità in un convertitore del tipo A/D. Il circuito allestito con l'impiego di questa unità integrata prevede anche la presenza di un ingresso di separazione mediante amplificatore operazionale, del cui circuito fanno parte resistori a pellicola metallica con precisione dello 0,1%. Grazie a ciò, la precisione globale raggiunge un valore eccellente, con ottima stabilità, e con valore sorprendentemente elevato dell'impedenza di ingresso.

Lo strumento è in grado di misurare valori fino ad un massimo di + 1.999, con tolleranza massima dello 0,3% ± 1 cifra nella gamma di 1 V in corrente continua. Quattro elementi a diodi fotoemittenti da 8 mm di altezza consentono una eccellente leggibilità dei valori indicati, con ampio angolo di visibilità. Il funzionamento con alimentazione a batterie consente infine la più assoluta indipendenza dalla tensione alternata di rete.

DESCRIZIONE GENERALE

L'aspetto dello strumento è illustrato frontalmente alla **figura 1**: osservando il pannello frontale si notano da sinistra la finestra rettangolare attraverso la quale vengono letti direttamente i valori di tensioni e correnti continue ed alternate, e di resistenze, nelle portate fondo scala di 1, 10, 100 e 1.000. Al di sotto sono stati applicati i due raccordi, contrassegnati con i colori nero per il polo negativo e rosso per il polo positivo, ai quali vanno applicati i puntali realizzati in conduttore particolarmente flessibile, e muniti alle estremità opposte di puntali di tipo speciale, particolarmente adatti per effettuare rilevamenti su microcircuiti.

Fig. 1 - Aspetto frontale del nuovo multimetro digitale Sinclair modello DM2. I pulsanti per la scelta della portata e della funzione sono stati differenziati nel colore per rendere ancora più facile e razionale l'uso del dispositivo.

Il pulsante presente immediatamente a destra serve per l'accensione per l'eventuale inserimento della batteria esterna, mentre i cinque pulsanti azzurri che seguono verso destra servono per l'inserimento immediato delle funzioni agli effetti, in ordine progressivo, della misura di tensioni o di correnti alternate, di tensioni o di correnti continue, e di valori resistivi.

Seguono infine quattro pulsanti di colore bianco, che predispongono le portate a decadi di 1, 10, 100 e 1.000, indipendentemente dal tipo di misura che deve essere effettuato.

L'intero strumento presenta una struttura piatta ed è munito di maniglia oscillante comoda sia per il trasporto, sia per sistemare lo strumento in posizione leggermente inclinata rispetto al piano di appoggio, in modo da renderne ancora più agevole la consultazione.

Le prestazioni del multimetro digitale Sinclair DM2 sono le seguenti:

— Cinque funzioni con un totale di ventidue portate;
— Tensioni continue: da 1 mV a 1.000 V;
— Tensioni alternate: da 1 mV a 500 V;
— Correnti continue: da 0,1 μA ad 1 A;
— Correnti alternate: da 1 μA a 1 A;
— Resistenze: da 1Ω a 20 MΩ.

A questa gamma dei rilevamenti che possono essere effettuati si aggiungono i pregi fondamentali dell'indicazione automatica della polarità, della scelta mediante pulsanti di tutte le portate e di tutti i modi di funzionamento, e della disponibilità di due soli raccordi di ingresso.

L'indicatore numerico è in grado di riprodurre cifre comprese tra 000 e 1.999, con indicatore di eventuale sovraccarico. Il circuito prevede fusibili separati per i circuiti per la misura di correnti e di resistori, con ottime caratteristiche di stabilità.

L'involucro è stato realizzato in metallo per ottenere una sufficiente robustezza, ed il funzionamento avviene mediante una batteria di alimentazione da 9 V, con autonomia normale di circa 60 ore. E' però disponibile anche un adattatore per alimentare il multimetro mediante la tensione alternata di rete, dopo opportuna rettificazione.

Il peso ammonta approssimativamente ad 1,5 kg, e le dimensioni sono di mm 56 x 225 x 155.

Agli effetti dell'alimentazione a batteria è possibile anche l'impiego di un elemento ricaricabile, mediante l'apposita apparecchiatura che può essere fornita a richiesta.

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

La base del multimetro digitale modello DM2 consiste in un convertitore A/D a doppia rampa e con controllo automatico della polarità, avente una sensibilità fondamentale di 2.000 V. Il funzionamento avviene come segue:

La tensione da misurare viene separata mediante lo stadio ad accoppiamento di tensione ed a alta impedenza A1, facente parte dello schema a blocchi dell'intero strumento, illustrato alla **figura 2.** All'inizio del periodo di misura, TR8 viene messo in funzione, provocando il passaggio di una corrente, cui intensità equivale a:

$$I = V_i : R36$$

nel circuito di integrazione costituito da A2 e da C18.

Dopo 2.000 impulsi «clock», il «chip» logico del tipo MOS esamina l'uscita di A2 tramite il comparatore A3 per stabilire se si tratta di un valore positivo oppure negativo. La corrente di «ingresso» viene quindi eliminata dal passaggio all'interdizione di TR8, ed una delle due correnti di riferimento viene attivata ad opera di TR9 o di TR10, in modo tale da riportare l'uscita di A2 verso il circuito di massa.

Le due correnti di riferimento sono di polarità opposta, ma ciascuna di esse presenta una entità uguale alla corrente che scorrerebbe se ad R6, tramite TR8, venisse applicata una tensione di ingresso di 2 V. Una volta che la corrente di riferimento sia stata applicata, il «chip» logico effettua il conteggio del valore degli impulsi ricevuti prima che l'uscita di A2 raggiunga il potenziale di massa, e che — di conseguenza — A3 svolga la funzione di commutazione. Questo conteggio viene in seguito trasferito ai «latch», e viene riprodotto in forma digitale.

Il «chip» logico continua il conteggio finché raggiunge il valore di 2.000, oltre il quale il ciclo ricomincia.

Durante il primo periodo (vedi **figura 3**), l'uscita di A2 aumenta fino a raggiungere un valore di tensione che può essere calcolato mediante la espressione che segue:

$$V_x = (V_i : R36) \times (T : C18)$$

nella quale

$T = 2.000 : f$

f = Frequenza «clock»

Durante il secondo periodo, la corrente di riferimento, la cui intensità corrisponde a:

$$I_r = 2\ V : R36$$

comincia a scorrere attraverso il circuito, ed A2 ritorna a massa nel periodo «t» pari al rapporto

$$t = n : f$$

nella quale «n» rappresenta il numero degli impulsi «clock» contati durante il periodo «t».

Di conseguenza,

$$V_x = (2\ V : R36) \times (t : C18)$$

per cui

$$(V_i : R36) \times 2.000 : (f \times C18) = (2\ V : R36) \times [n : (f \times C18)]$$

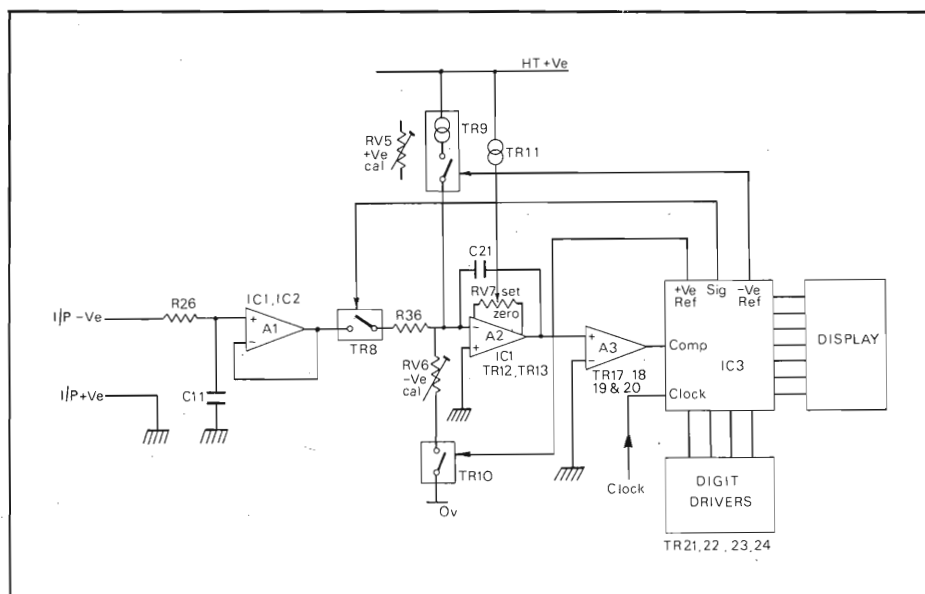



Fig. 2 - Schema a blocchi del multimetro digitale, illustrante le diverse funzioni che vengono svolte dalle unità integrate e dai componenti discreti.

Di conseguenza:

$$n : 2.000 = V_i : 2 \text{ V}$$

Quindi, «n» costituisce una rappresentazione della tensione di ingresso espressa in millivolt, e — a patto che l'intensità delle correnti di riferimento venga mantenuta esattamente ad un valore pari a

$$I_r = 2 \text{ V} : R36$$

il risultato è sempre corretto.

Nessun altro parametro può esercitare alcuna influenza sulla precisione, purché non si manifestino variazioni in alcuni di essi, durante un periodo di misura.

La sezione multimetro

In aggiunta alla possibilità di eseguire misure di tipo digitale a 3 1/2 cifre, con indicazione automatica della polarità, lo strumento comprende un circuito che consente la misura di tensioni e di correnti più elevate, sia in alternata che in continua. E' inoltre stata aggiunta una sorgente di precisione di corrente variabile, per consentire l'esecuzione di misure di valori resistivi.

Il circuito completo, del quale ci occuperemo tra breve, comprende infatti una catena di resistori la cui somma raggiunge il valore complessivo di 10 mΩ. Questi resistori sono collegati tra loro in modo da costituire un partitore di tensione, oppure uno «shunt» per la corrente, ed un complesso di elementi di definizione, per la sorgente di corrente.

Quando a questa catena di resistori viene applicata una tensione continua di 1 V, essa risulta completamente staccata dall'ingresso del multimetro digitale, nella sua struttura fondamentale.

Nelle altre portate voltmetriche in corrente continua, ed in tutte le portate in corrente alternata, l'ingresso viene collegato alla parte superiore della catena di resistori da 10 MΩ, mentre all'uscita del multimetro digitale viene sfruttata una presa nel punto appropriato. Nelle portate amperometriche, direttamente in parallelo all'ingresso viene applicato un valore resistivo in parallelo che ammonta a:

$$R = 1 \text{ V} : \text{Portata } (\Omega)$$

Nelle portate in corrente alternata, l'amplificatore operazionale A4 a debole corrente di polarizzazione viene usato per costituire un rettificatore di precisione ed un calcolatore della media di segnale, con l'aggiunta di D7, D8, R3 ed R24: questa sezione rende disponibile un livello di tensione

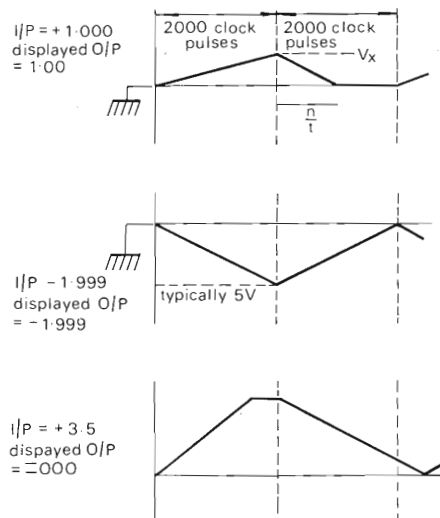



Fig. 3 - Grafico illustrante l'andamento del segnale presente all'uscita dell'integratore A2, in rapporto a quanto viene precisato nel testo.

a corrente continua proporzionale al valore medio del modulo il cui funzionamento si basa sulla forma d'onda. Questo parametro viene «scalato» mediante RV4, in modo da rappresentare un valore efficace nei confronti di un segnale di ingresso di forma sinusoidale.

In riferimento allo schema della sezione multimetrica di **figura 4,** nelle portate resistive A4 viene invece sfruttato per rendere disponibile sull'emettitore di TR3 una tensione uguale a quella che si trova in corrispondenza del terminale inferiore di R19 nello schema dettagliato dell'intero strumento: in questo modo, viene definita una corrente uguale al quoziente tra il valore di 1 V ed il valore resistivo collegato tra l'emettitore di TR3 ed il punto a 0 V, scelto rispetto alla catena di resistori.

E' possibile scegliere correnti di intensità compresa tra 100 nA ed 1 mA, e — applicando questa corrente all'ingresso — si presenta una tensione ai capi del resistore da misurare, che permette di effettuare una lettura proporzionale.

La **figura 5** rappresenta finalmente lo schema dell'intero strumento: la tabellina visibile nell'angolo inferiore sinistro sintetizza il codice di commutazione, e precisa le diverse funzioni svolte dai commutatori compresi tra S1 ed S10. Al di sopra di questa tabellina sono illustrate a parte le funzioni di commutazione nei confronti dei punti DP1/2/3 agli effetti del posizionamento automatico del punto decimale, mentre — al di sotto dello schema — sono illustrati gli schemi funzionali dei circuiti integrati IC1 ed IC2, nonché quello di ciascun elemento dell'indicatore numerico, soprattutto agli effetti delle connessioni ai terminali.

Confrontando lo schema completo dello strumento con lo schema a blocchi e con quello della sezione multimetrica propriamente detta, precedentemente citata, non dovrebbe essere difficile per il lettore individuare i diversi componenti e comprenderne la funzione specifica. Sostanzialmente, per poter seguire il funzionamento dell'intero circuito è sufficiente partire dal presupposto che siano state inse-

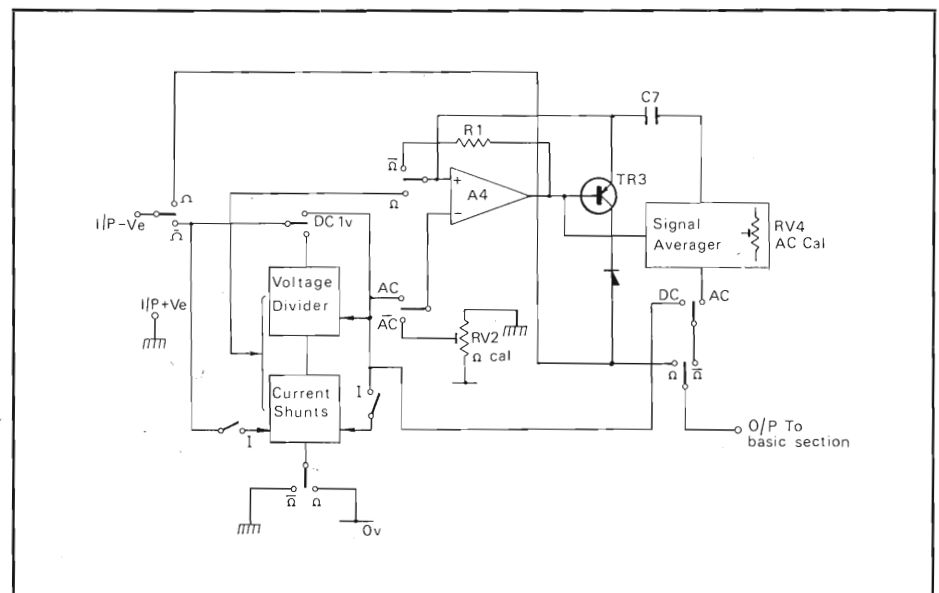



Fig. 4 - Schema a blocchi semplificato della sola sezione multimetrica dell'intero strumento.

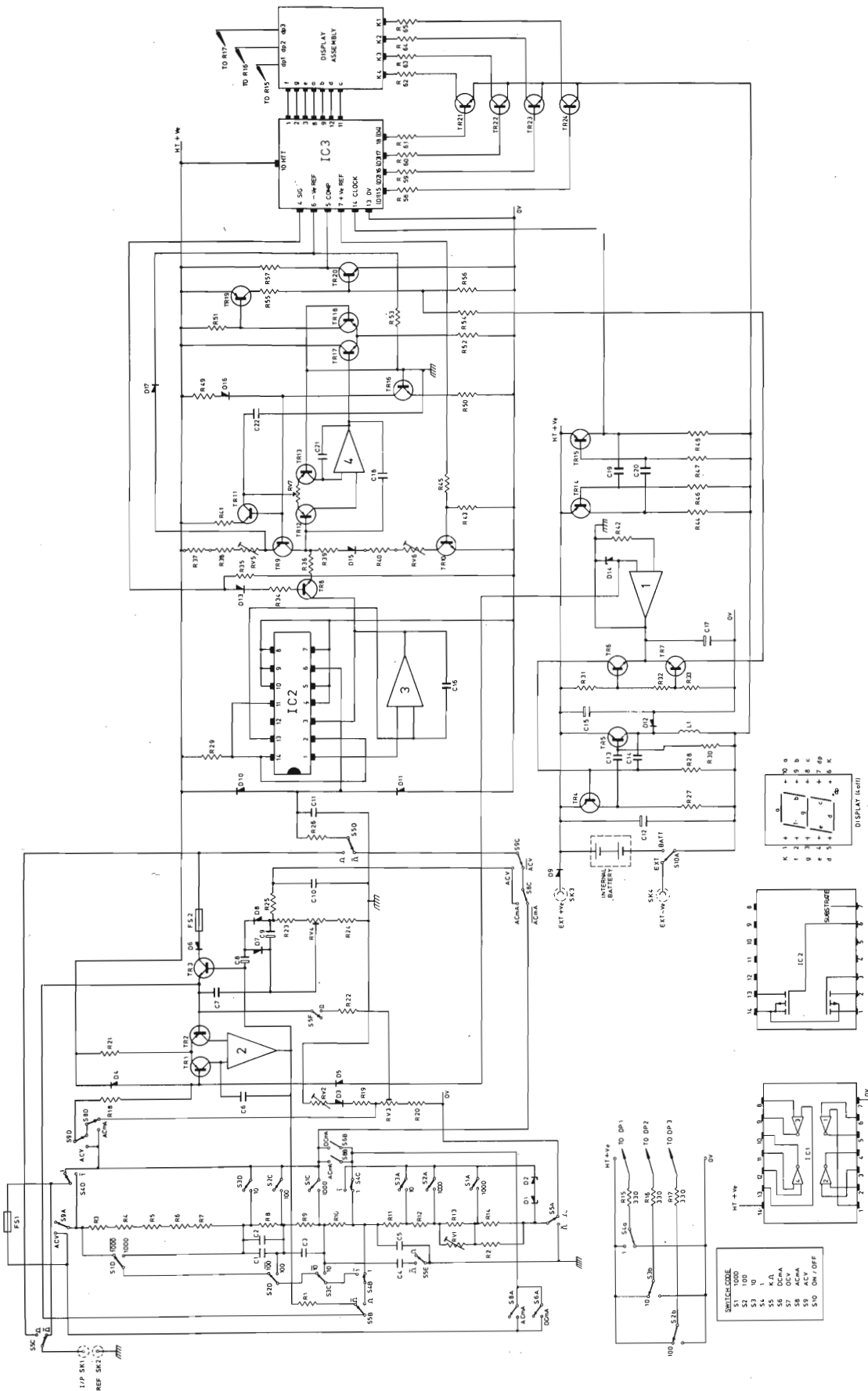



Fig. 5 - Schema elettrico completo del multimetro digitale: al di sotto dello schema sono precisate le funzioni automatiche relative al punto decimale (virgola) e sono riportati anche gli schemi semplificati delle unità integrate, e la disposizione dei collegamenti sia di queste ultime, sia degli elementi dell'indicatore numerico.

rite una funzione ed una portata. Supponiamo infatti ad esempio, che lo strumento debba essere predisposto per la misura di tensioni continue (nel qual caso occorre agire sul commutatore S7, che predispone appunto tale funzione) e che venga scelta — tramite le diverse sezioni di S1 — la portata di 1.000 V. Partendo perciò dal presupposto che tali commutazioni siano state eseguite, è facile seguire il percorso della tensione da misurare tra i morsetti di ingresso e l'unità di riproduzione numerica, nel modo seguente.

La tensione «offset» dell'integratore A_2 è regolabile mediante il potenziometro RV7. Quest'ultimo agisce come controllo dello «zero», facendo retrocedere l'errore fisso provocato dalle tensioni «offset» di A_1, A_2 ed R8, nonché la corrente di polarizzazione di ingresso di A_2. Allo scopo di mantenere un valore elevato della reiezione di modo comune in tali circostanze, è stata prevista l'aggiunta dello stadio TR11, che fornisce una corrente di circa 3 µA

La tensione a livello di massa equivale a $V_Z + V_{be}$, ed il diodo zener funziona con un'intensità di corrente pari a:

$$I_z = V_s : R42$$

Questa tensione presenta un alto grado di stabilità rispetto alle eventuali variazioni della tensione di alimentazione, ed inoltre V_z viene scelta per ottenere un coefficiente termico nullo, il che permette di raggiungere una precisione termica pari approssimativamente a -2 mV/°C.

Le due correnti di riferimento vengono prodotte in rapporto alla linea comune di massa. Il riferimento positivo viene attivato inserendo la catena costituita da R39, R40, RV6 e D15 sul potenziale di 0 V, tramite TR10. Tuttavia, la corrente negativa di riferimento viene fornita da una vera e propria sorgente costituita da TR9, RV5, R37 ed R38.

La tensione di polarizzazione per la sorgente di corrente viene derivata dalla linea di massa tramite TR16, R50, R49 e D16. Viene però disattivata polarizzando in senso inverso l'emettitore di TR9, attraverso D17.

La corrente di ingresso viene collegata mediante il commutatore in serie costituito da TR8. Quest'ultimo viene fatto funzionare nel modo non invertente, per rendere minime le variazioni «offset».

La corrente di ingresso applicata all'integratore corrisponde a circa 3 µA/V, e quindi le correnti di riferimento presentano un'intensità pari a circa ± 6 µA.

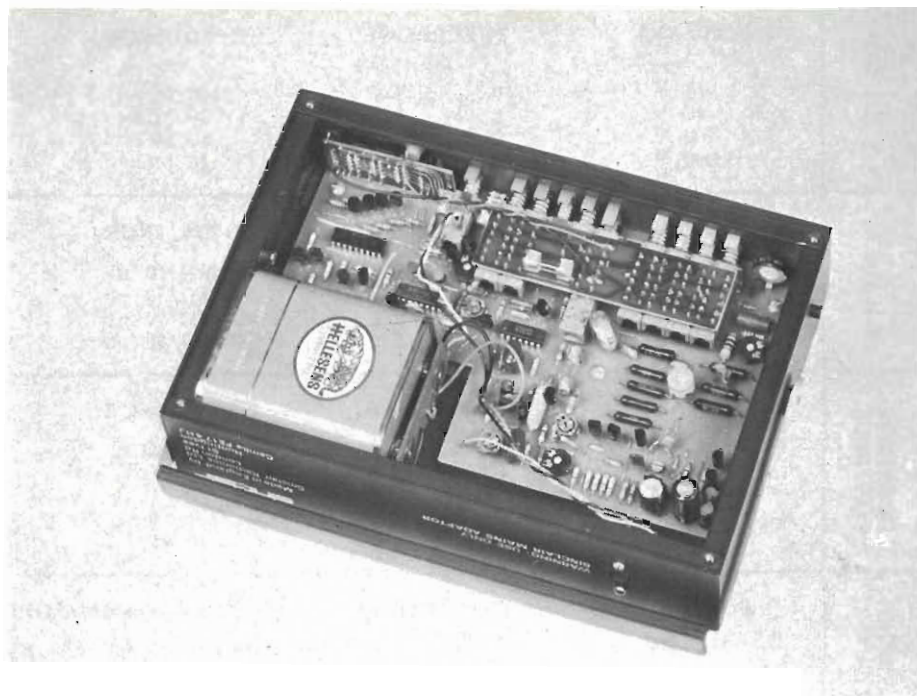



Fig. 6 - Vista interna del multimetro digitale DM2 Sinclair.

USO DEL MULTIMETRO

La semplicità di impiego di questo strumento è in realtà tale da rendere superflua qualsiasi delucidazione: tuttavia, per meglio ribadire alcuni concetti fondamentali, e soprattutto a vantaggio di coloro che non hanno molta esperienza nell'uso di strumenti elettronici, ci limiteremo a chiarire soltanto alcuni argomenti di fondamentale importanza.

La tabella che segue elenca le caratteristiche principali del multimetro, in relazione alle diverse portate ed ai parametri di maggiore importanza. La suddetta tabella è stata riferita ad una temperatura ambientale di 21 °C ± 1 °C, e — sotto il profilo termico — si precisa che la gamma prevista per il funzionamento è compresa tra 0 e +50 °C; i coefficienti di variazione sono pari a 0,03% per grado centigrado nelle portate in corrente continua, a 0,05% per grado centigrado nelle portate in corrente alternata, ed a 0,05% per le misure di valori resistivi.

Interruttore di accensione

Lo strumento viene alimentato attraverso una batteria interna, quando questo interruttore (di colore rosso, a destra della finestra per la lettura numerica) viene premuto. Quando questo commutatore viene aperto, il circuito di alimentazione del multimetro fa capo allo zoccolo tramite il quale è possibile alimentarlo con una sorgente esterna di tensione continua di 9 V.

Terminali di ingresso

Il terminale positivo è quello che presenta un potenziale basso rispetto a massa. Quando si misura una tensione continua della quale fa parte anche una componente alternata a frequenza elevata e di notevole ampiezza, è molto importante che il terminale positivo dello strumento (tensione alternata bassa) venga collegato al lato a massa della tensione, indipendentemente dalla polarità effettiva.

Funzione

Il multimetro digitale modello DM2 è in grado di misurare tensioni continue ed alternate, correnti continue ed alternate e valori resistivi, ogni volta che viene azionato il pulsante appropriato. Si faccia molta attenzione affinché venga scelta la funzione corretta prima di eseguire qualsiasi misura.

Portate

I quattro fattori di moltiplicazione di portata, 1, 10, 100 e 1.000, vengono scelti premendo gli appositi pul-

VOLT C.C.

PORTATA	PRECISIONE	IMPED. INGR.	RISOLUZIONE	MAX. SOVRACC. CONTINUO
1 V	0,3% ± 1 c	100 MΩ	1 mV	350 V
10 V	0,5% ± 1 c	10 MΩ	10 mV	1.000 V
100 V	0,5% ± 1 c	10 MΩ	100 mV	1.000 V
1.000 V	0,5% ± 1 c	10 MΩ	1 V	1.000 V

VOLT C.A.

PORTATA	PRECISIONE	IMPED. INGR.	GAMMA FREQ.	MAX. SOVRACC.
1 V	1,0% ± 2 c	10 MΩ/70 pF	20 Hz - 3 kHz	300 V
10 V	1,0% ± 2 c	10 MΩ/50 pF	20 Hz - 1 kHz	500 V
100 V	2,0% ± 2 c	10 MΩ/50 pF	20 Hz - 1 kHz	500 V
1.000 V	2,0% ± 2 c	10 MΩ/50 pF	20 Hz - 1 kHz	500 V

CORRENTI CONTINUE

PORTATA	PRECISIONE	IMPED. INGR.	RISOLUZIONE	MAX. SOVRACC.
1 mA	0,8% ± 1 c	1 kΩ	1 μA	1 A (con fus.)
10 mA	0,8% ± 1 c	100 Ω	10 μA	1 A
100 mA	0,8% ± 1 c	10 Ω	100 μA	1 A
1.000 mA	2,0% ± 1 c	1 Ω	1 mA	1 A
100 μA	2,0% ± 1 c	10 kΩ	100 nA	10 mA

CORRENTI ALTERNATE

PORTATA	PRECISIONE	GAMMA DI FREQ.	MAX. SOVRACC.
1 mA	1,5% ± 2 c	20 Hz - 3 kHz	1 A (con fus.)
10 mA	1,5% ± 2 c	20 Hz - 3 kHz	1 A
100 mA	1,5% ± 2 c	20 Hz - 3 kHz	1 A
1.000 mA	2,0% ± 2 c	20 Hz - 3 kHz	1 A

RESISTENZE

PORTATA	PRECISIONE	CORR. DI MISURA	PROTEZ. SOVRACC.
1 kΩ	1,0% ± 1 c	1 mA	± 50 Vc.c. oltre il quale limite funziona un fusibile da 50 mA
10 kΩ	1,0% ± 1 c	100 μA	
100 kΩ	1,0% ± 1 c	10 μA	
1.000 kΩ	1,0% ± 1 c	1 μA	
10 MΩ	2,0% ± 1 c	100 nA	

N.B. La tensione a circuito aperto è di circa 5,3 V.

santi. In ciascuna portata il punto decimale (virgola) assume automaticamente la posizione corretta.

Quando si desidera misurare una tensione o una corrente di valore assolutamente incognito, è sempre meglio partire dalla portata più alta, e diminuirla gradatamente fino ad ottenere un'indicazione abbastanza significativa.

Nelle portate in corrente continua, l'indicatore numerico fornisce automaticamente — oltre al valore — anche la polarità: si tenga presente che, quando i terminali dello strumento sono collegati ad un circuito del quale facciano parte componenti di natura induttiva, è assolutamente sconsigliabile agire sui pulsanti per la commutazione della portata.

Alimentazione esterna

Il multimetro può anche essere alimentato mediante una sorgente esterna della tensione continua, in grado di fornire una corrente di 100 mA, con un potenziale di 9 V. Tale sorgente esterna deve essere collegata agli appositi raccordi presenti sul retro dello strumento.

In tal caso, il commutatore di accensione presente sul pannello frontale deve trovarsi in posizione «spento».

Note

1 - Il valore molto alto dell'impedenza di ingresso nella portata di 1 Vc.c. può dare adito a letture erratiche quando il circuito di ingresso è aperto. Tali indicazioni non esercitano però alcuna influenza sulla lettura effettiva, non appena i puntali vengono applicati ad un circuito nei confronti del quale si desidera effettuare la misura.

2 - In nessun caso la tensione di alimentazione proveniente da una sorgente esterna deve superare il valore di 10 Vc.c.

DALLA STAMPA ESTERA

a cura di L. BIANCOLI

I lettori possono chiedere alla nostra redazione le fotocopie degli articoli originali citati nella rubrica « Rassegna della stampa estera ».
Per gli abbonati, l'importo è di L. 2.000; per i non abbonati di L. 3.000.
Non si spedisce contro assegno. Consigliamo di versare l'importo sul c/c 3/56420 intestato a J.C.E. Milano, specificando a tergo del certificato di allibramento l'articolo desiderato, nonché il numero della rivista e la pagina in cui è citato.

IL MICRO-TRASMETTITORE LP200
(Radio Electronics - Settembre 1975)

Nella rubrica intitolata «State of solid State» si descrive tra l'altro questo semplice micro-trasmettitore, il cui schema è in **figura 1**.

E' un trasmettitore per la banda CB, in grado di funzionare con una corrente di circa 50 mA, se alimentato con la tensione di 12 V.

Il segnale ha inizio nello stadio oscillatore Q3: L1 e C2 sintonizzano il circuito di collettore di questo stadio sulla frequenza di funzionamento, e la risonanza in serie del cristallo, collegata tramite C3, permette di completare il circuito rigenerativo, tra il collettore e l'emettitore.

I diodi in serie D2-3-4-5 polarizzano la base di Q3 con quattro diverse tensioni della giunzione al di sopra del potenziale di massa di circa 2,8 V.

C1 filtra la tensione di polarizzazione per la frequenza di 27 MHz: finché il transistore non entra in saturazione, l'oscillatore risulta stabile anche se la base ed il collettore si trovano al medesimo potenziale.

Il segnale di modulazione, percepito attraverso il microfono, viene applicato alla base di Q7, che — con gli stadi successivi — costituisce la semplice sezione di modulazione. Il segnale da trasmettere, tramite un circuito di adattamento dell'impedenza, costituito da L2 e da C8, viene prelevato dalla sezione ad alta frequenza, dove risulta disponibile con una potenza sufficiente a raggiungere una buona portata.

Nella medesima rubrica vengono descritti altri circuiti di non minore interesse, che consentono di sfruttare le prestazioni dei diodi fotoemittenti.

USO DEL CIRCUITO «DARLINGTON» IN COMMUTAZIONE
(Electronique Professionelle - 25-12-1975)

Noto già da diversi anni, il circuito «Darlington» viene universalmente adottato nelle applicazioni lineari, per l'allestimento di amplificatori funzionanti in classe AB, di alimentatori stabilizzati, ecc.

Il regime di commutazione, il comportamento di questo dispositivo è meno noto, e non sempre è possibile determinare le condizioni ideali di funzionamento.

Il compito dell'articolo che recensiamo consiste quindi nel disporre il meccanismo di commutazione all'interno di un circuito di questo tipo, e nello studio dell'influenza dei parametri principali.

Infatti, vengono considerati in primo luogo il guadagno di corrente, nei confronti del quale viene data notevole importanza all'influenza dei resistori di stabilizzazione. Il paragrafo successivo è dedicato alla tensione di saturazione applicata tra collettore

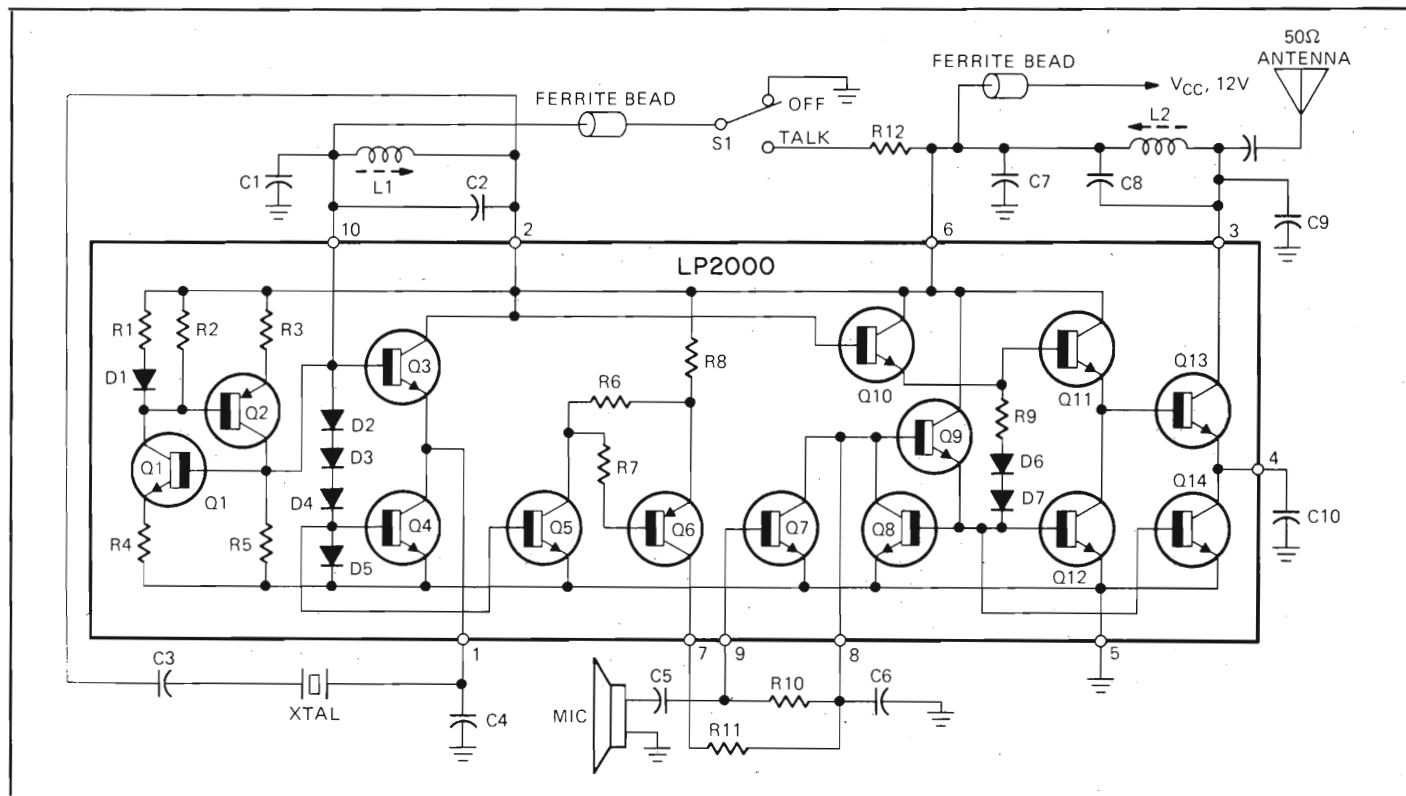



Fig. 1 - Il micro trasmettitore LP200 è stato studiato per ottenere con media portata il funzionamento nella gamma CB.

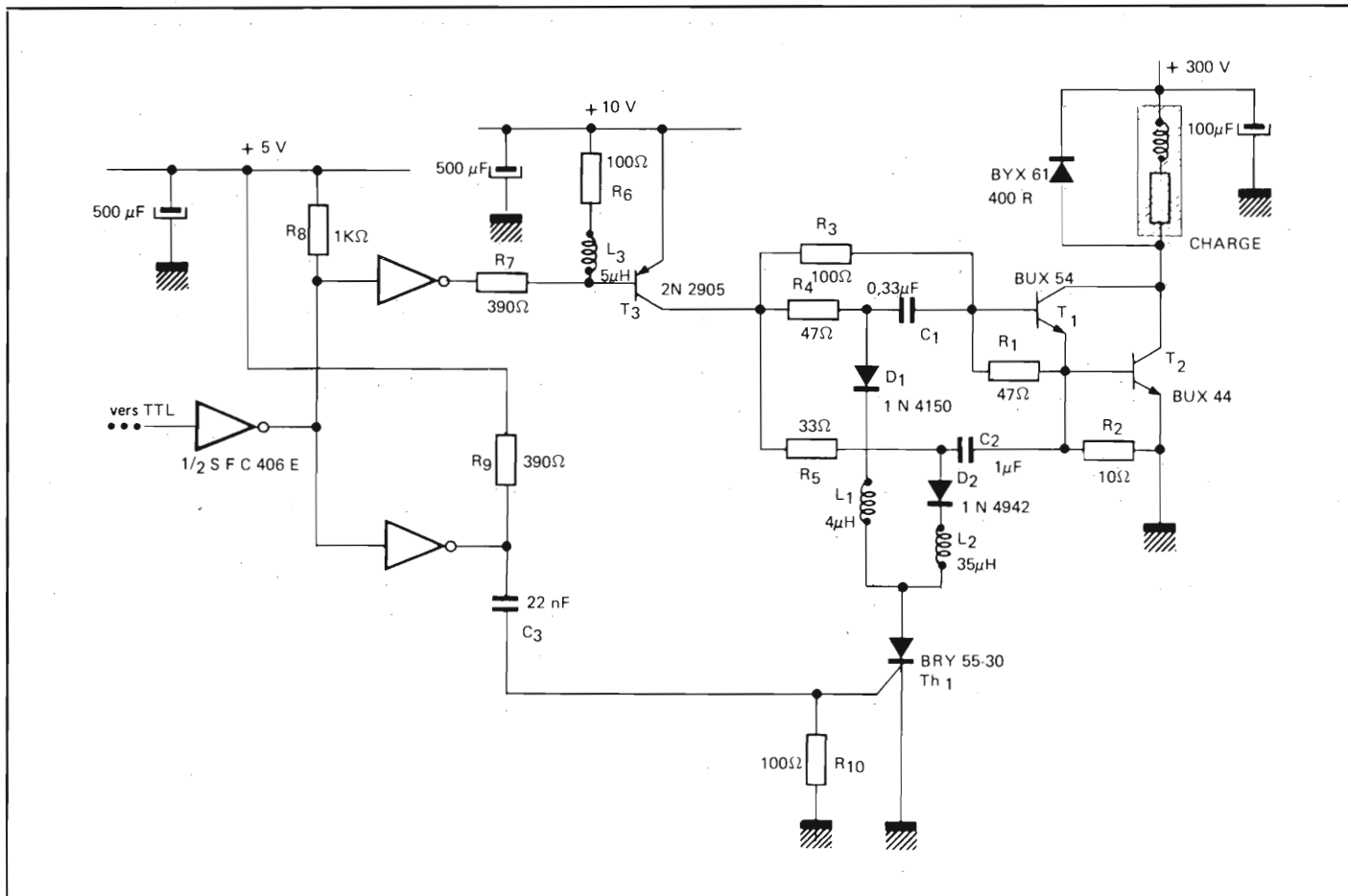



Fig. 2 - Circuito di commutazione rapida facente uso di un dispositivo «Darlington». Il dispositivo costituisce un esempio di interfaccia tra unità logica TTL e circuito di potenza.

ed emettitore, dopo di che l'articolo passa direttamente all'analisi del funzionamento in commutazione, considerando separatamente le fasi di apertura e di chiusura.

Un esempio tipico di impiego è quello che riproduciamo alla **figura 2,** e consiste proprio in un circuito di commutazione rapida, nel quale si fa uso di un sistema di interfaccia tra una unità logica TTL, ed una unità di potenza.

Un altro esempio tipico, di non minore interesse, tra quelli che vengono considerati nell'intera nota, è quello il cui schema elettrico viene riprodotto alla **figura 3:** in questo secondo caso, quando si chiude il tiristore Th1, si applica una polarizzazione negativa alle basi di T1 e di T2. Si stabilisce in tal modo una corrente la cui intensità permette di evacuare le cariche immagazzinate dai due transistori, ottenendo quindi con un sistema molto razionale l'effetto di commutazione.

Fig. 3 - Bloccando il tiristore Th1, si applica una polarizzazione negativa alle basi dei transistori, stabilendo così una corrente che permette di eliminare le cariche immagazzinate nei due transistori.

Nella conclusione, l'articolo sostiene che il circuito «Darlington» è di grande interesse in regime di commutazoine, a patto però che vengano rispettate alcune condizioni essenziali, tra cui l'esatto dimensionamento dei parametri dinamici, l'impiego di sistemi di accoppiamento razionali ed efficaci, e l'adozione di dispositivi di sicurezza che proteggano i semiconduttori contro le sovratensioni.

UN CONTA-POSE ELETTRONICO
(Electronique Pratique - 28 Agosto 1975)

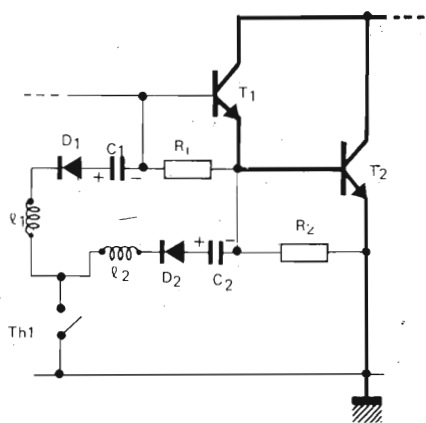
Per semplificare l'attività dei fotofrafi dilettanti le Riviste di elettronica vanno sempre più spesso pubblicando schemi elettrici di esposimetri elettronici, sia del tipo che consente la pre-regolazione del tempo di esposizione in base alle caratteristiche della negativa, ed alla sensibilità della carta, sia invece in base alla sensibilità di una fotocellula, che valuta direttamente le caratteristiche della negativa, sempre in funzione però della sensibilità della carta.

Per quanto numerosi siano gli schemi applicati, vale però sempre la pena di mettere al corrente i Lettori, delle nuove idee derivanti dalle ricerche in questo campo.

Ecco dunque giustificato il motivo della nostra recensione, riferita al circuito che riproduciamo alla **figura 4-A:** in questo circuito, è previsto un commutatore (K), che inserisce alternativamente due capacità nel circuito di griglia di un transistore ad effetto di campo, (T1), del valore di 47 o di 220 µF. A seconda del valore scelto, si ottengono due diverse gamme dei periodi di esposizione, nell'ambito delle quali il tempo vero e proprio viene regolato tramite il potenziometro P, del valore di 1 MΩ.

In sostanza, la capacità inserita si carica per effetto della tensione applicata tra il punto A ed il punto B, finché tra i suoi capi risulta presente la tensione sufficiente a determinare la conduzione attraverso T1. Non appena ciò accade, ai capi di R2 si presenta una tensione che, tramite R3, viene applicata alla base di T2, del cui circuito di collettore è presente un resistore regolabile; tramite quest'ultimo si effettua la messa a punto in fase di calibrazione.

Questo secondo stadio ha il compito di amplificare la variazione di tensione dovuta a T1, conferendole l'ampiezza necessaria per eccitare adeguatamente lo stadio finale T3, nel cui circuito di collettore è presente il relè: quest'ultimo, quando viene eccitato, chiude i contatti tra i terminali C e D, determinando l'accensione della lampada at-

traverso la quale viene effettuata l'esposizione.

Come accade per la maggior parte dei circuiti pratici che vengono descritti, anche questo articolo riporta i dati costruttivi, e precisamente le caratteristiche del circuito stampato, ed alcune foto dell'apparecchio interamente montato.

Tra le numerose illustrazioni che corredano l'articolo riportiamo anche lo schema dell'alimentazione, riprodotto alla figura **4-B.** Questo alimentatore, che sfrutta un trasformatore di rete in grado di erogare una tensione secondaria di 26 V, con presa centrale, fornisce, tramite un elemento semiconduttore per la regolazione «in serie», la tensione di alimentazione che deve essere applicata tra i punti A e B, dello schema del temporizzatore.

COSTRUZIONE DI UN APPLAUSOMETRO
(Electronique Pratique - 28 Agosto 1975)

L'applausometro è uno strumento che viene spesso impiegato nei giochi televisivi, specie di carattere competitivo, per valutare la qualità di una prestazione artistica, in funzione della durata e dell'intensità degli applausi del pubblico.

Si tratta di un microfono che percepisce gli applausi e li trasmorma in segnali elettrici che vengono amplificati e quindi misurati in intensità e durata.

Il semplice dispositivo descritto presenta le caratteristiche circuitali rilevabili nello schema di **figura 5:** il microfono ad alta impedenza, di tipo piezoelettrico, applica i segnali all'ingresso di T1, tramite il condensatore C1.

La base di questo stadio è polarizzata mediante un ponte resistivo, con caratteristiche tali che la corrente di T1, in assenza di segnale, non determina alcuna reazione all'uscita dell'intero circuito.

Il collegamento verso il secondo stadio è diretto, tramite R5, che unisce la base di T2 direttamente al collettore di T1.

L'uscita di questo secondo stadio viene prelevata dal circuito di collettore, tramite C3, per essere rivelata dal diodo al germanio D, in modo da essere applicata sotto forma di impulsi monopolari, al «gate» di T3.

E' noto che un transistore a effetto di campo, col «gate» al potenziale di massa, viene percorso da una corrente la cui intensità dipende dalle caratteristiche del componente impiegato. In questo caso specifico, si ottiene una tensione continua di valore compreso tra 2 e 3 V, quando il condensatore C4 risulta completamente scarico, vale a dire quando il microfono non percepisce alcun segnale.

Affinché in queste condizioni il galvanometro fornisca un'indicazione nulla, è necessario che il terminale opposto venga collegato alla sorgente di un potenziale continuo, equivalente a quello della sorgente di T3.

Questo risultato viene ottenuto effettuando il collegamento al cursore del potenziometro P, collegato tra il positivo di alimentazione e la massa.

Un commutatore a pulsante permette di scaricare completamente C4, all'inizio di ogni rilevamento.

L'articolo fornisce come di consueto tutte le istruzioni necessarie per la realizzazione del dispositivo, compreso un disegno in pianta del telaio che supporta l'intera apparecchiatura.

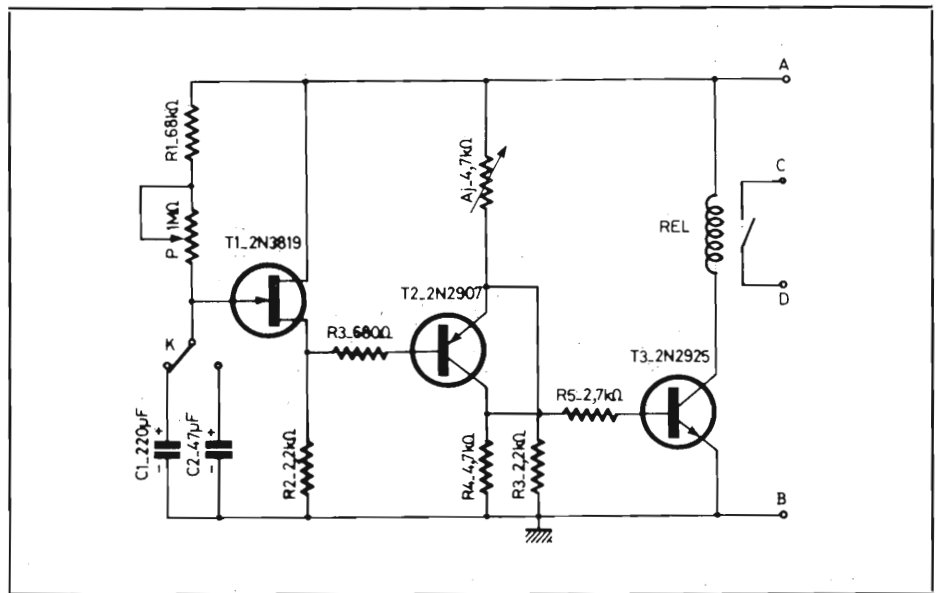



Fig. 4-A - Impiego di una base dei tempi equipaggiata con un transistore ad effetto di campo, per ottenere una vasta gamma di temporizzazione da parte di questo dispositivo per camera oscura.

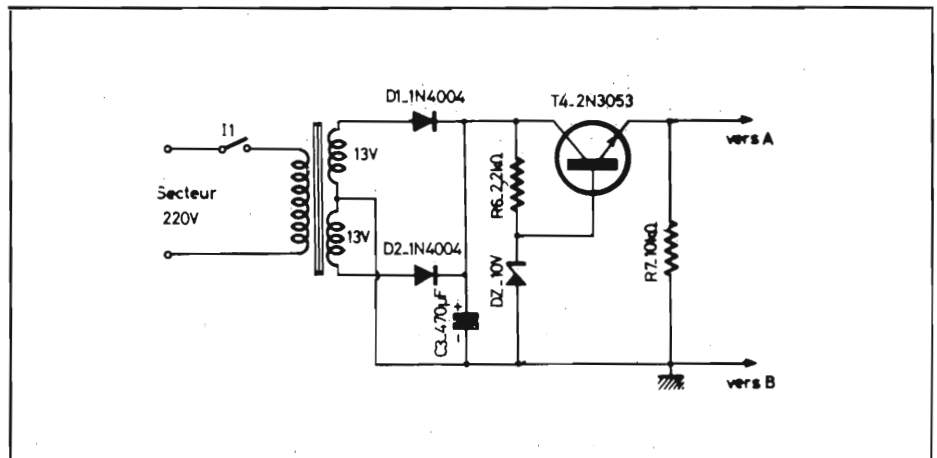



Fig. 4-B - Circuito dell'alimentatore che completa il conta-pose di cui alla figura 4-A.

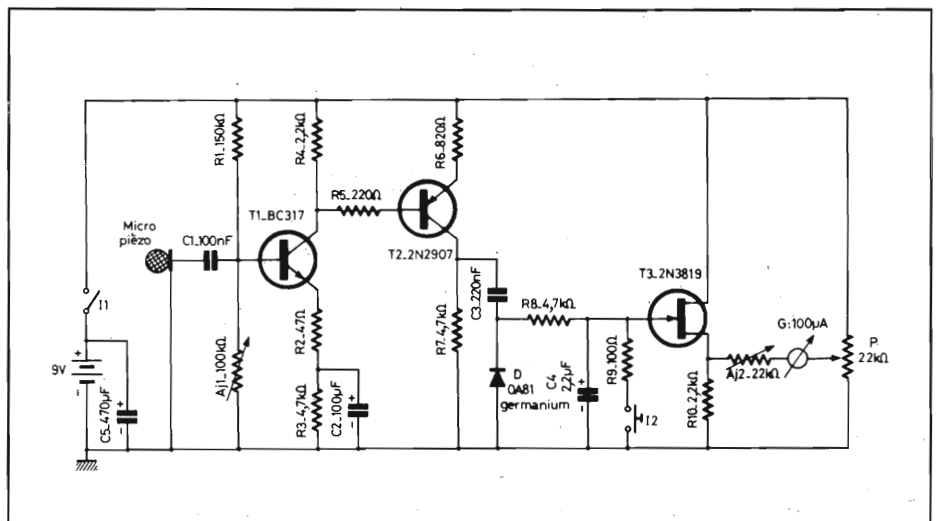



Fig. 5 - L'applausometro viene realizzato impiegando un microfono piezoelettrico, tre transistori (di cui uno ad effetto di campo), un microamperometro, e pochi altri componenti.

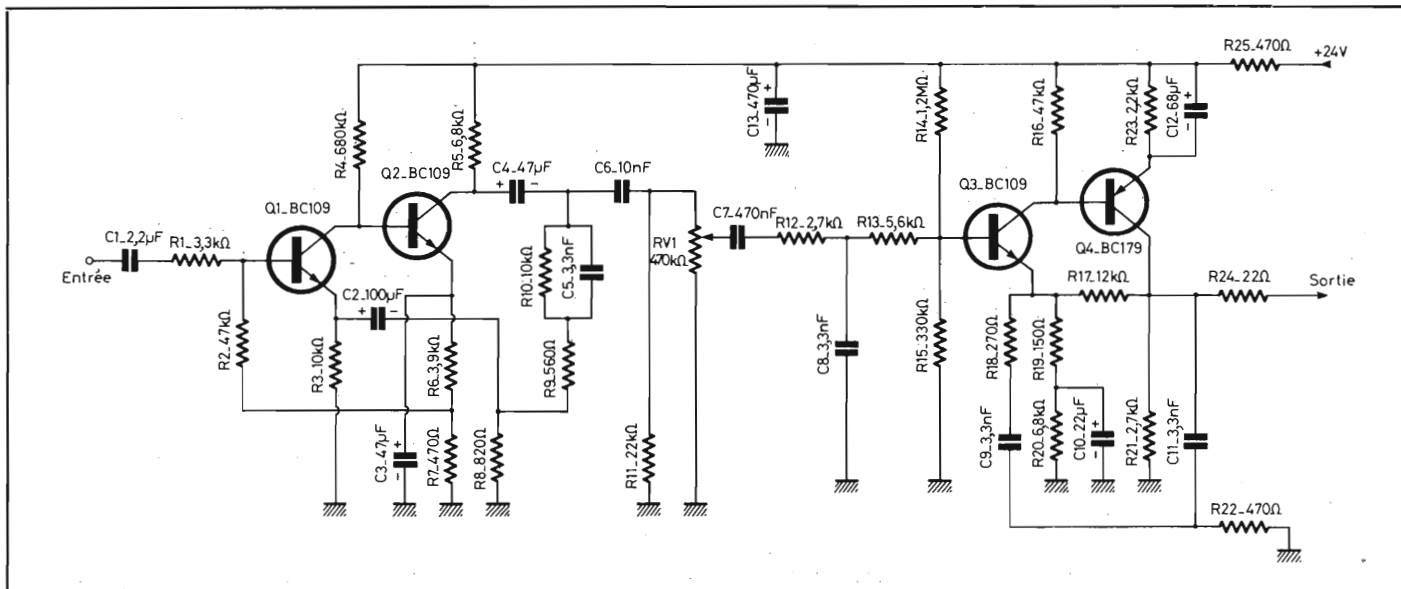



Fig. 6 - Con l'aiuto di questo preamplificatore collegato tra il trasduttore della chitarra elettrica e l'amplificatore di potenza, si possono ottenere eccellenti prestazioni, grazie alla linearità di responso.

PREAMPLIFICATORE PER CHITARRA ELETTRICA
(Electronique Pratique - 28 Agosto 1975)

Quando in un'orchestra si dispone di un amplificatore di potenza munito di canali multipli di ingresso, si può evitare l'impiego di un amplificatore completo per chitarra elettrica, a patto che tra questo strumento e l'ingresso di uno dei canali disponibili si inserisca un preamplificatore con caratteristiche adatte.

Sotto questo aspetto, un circuito che può funzionare con prestazioni interessanti è quello che riproduciamo alla **figura 6:** all'ingresso di questo preamplificatore è possibile collegare praticamente qualsiasi tipo di captatore magnetico, di normale impiego sulle chitarre elettriche. Il segnale in tal modo prodotto viene amplificato da Q1 e da Q2, accoppiati tra loro direttamente.

Il circuito di filtraggio costituito da R10 e da C5 determina un certo effetto di controreazione, che linearizza il funzionamento del preamplificatore, e ne migliora la fedeltà.

RV1 agisce da controllo di volume, tramite il quale viene dosata l'ampiezza del segnale applicato all'ingresso dell'amplificatore di potenza, mentre Q3 e Q4, anch'essi ad accoppiamento diretto, conferiscono al segnale l'ampiezza sufficiente affinché l'intero circuito possa pilotare adeguatamente lo stadio che precede la sezione finale di un amplificatore di potenza del tipo normalmente usato a corredo delle moderne orchestre di musica leggera.

Oltre al solito circuito stampato, e ad un disegno che illustra la posizione dei vari componenti, l'articolo precisa con sufficiente esattezza quali sono le prestazioni di questo circuito, e ne descrive possibilità di adattamento ad un impianto di amplificazione preesistente.

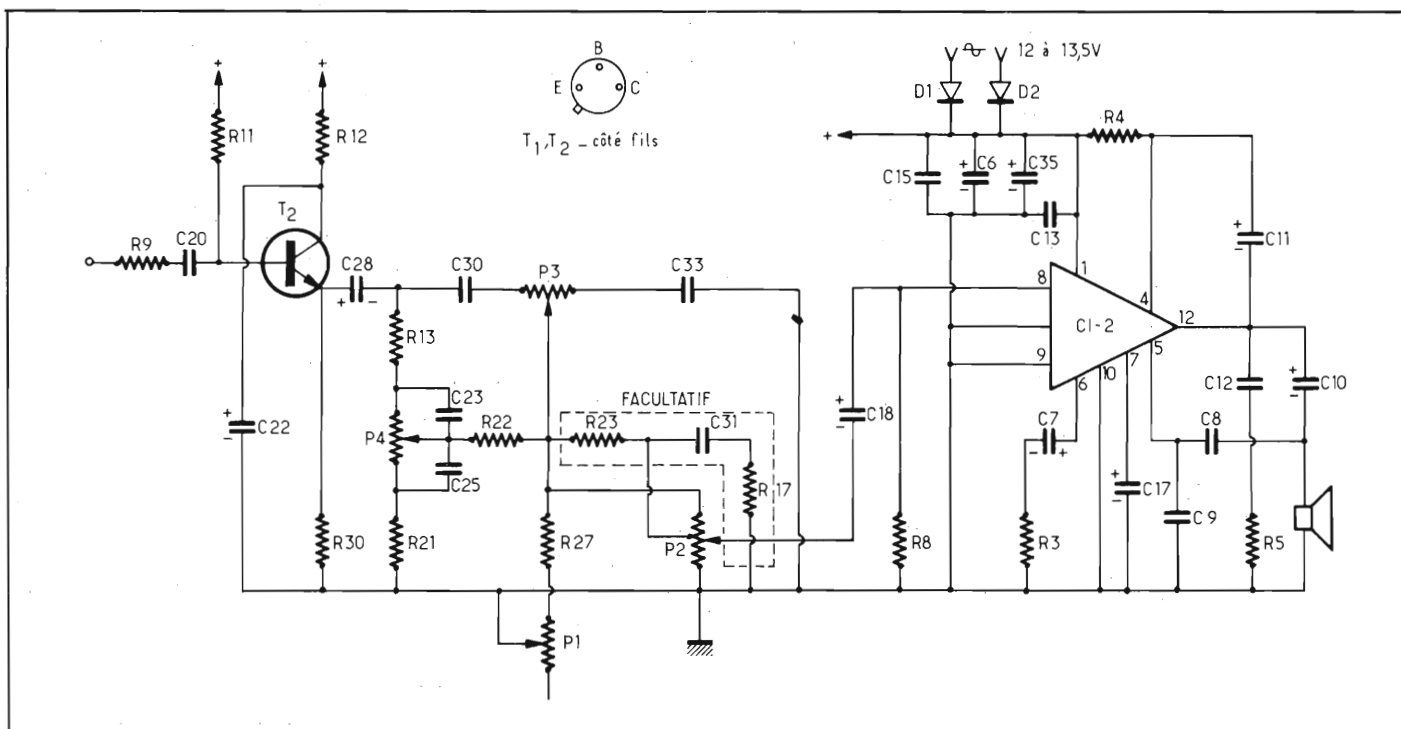



Fig. 7 - L'impiego di circuiti integrati al livello delle applicazioni in bassa frequenza comporta una notevole semplificazione di alcuni interessanti circuiti: in questo caso, l'uso di un transistore all'ingresso semplifica la tecnica di adattamento dell'impedenza.

AMPLIFICATORE STEREO DA 2 x 13 W
(Electronique Pratique - 28 Agosto 1975)

La costruzione dilettantistica di un buon amplificatore stereo di potenza è indubbiamente una delle esperienze più interessanti.

Considerando che una potenza globale di 26 W è più che sufficiente per l'ascolto di musica riprodotta nella maggior parte dei normali locali di abitazione, e considerando anche il rapporto tra costo e prestazioni rispetto agli amplificatori commerciali, la realizzazione appare interessante anche per la sua notevole semplicità, dovuta all'impiego di un circuito integrato.

Osservando lo schema di **figura 7,** riferito naturalmente ad un solo canale, si nota che T2 è lo stadio che amplifica i segnali provenienti dal trasduttore di ingresso, tramite R9 e C20.

Questo primo stadio funziona con accoppiamento di emettitore, nel senso che il segnale di uscita si sviluppa ai capi di R30, e viene inoltrato alla sezione di amplificazione di potenza tramite C28.

Dopo un circuito convenzionale per il controllo separato del tono per le frequenze alte e per quelle basse, il segnale, tramite C18, viene applicato al terminale numero 8 del circuito integrato CI-2, che provvede a conferire agli stessi segnali una potenza adeguata agli effetti dell'eccitazione dell'altoparlante, collegato tra la massa ed i terminali numero 5 e 12, con l'aiuto delle capacità C8 e C10.

Una rete R/C normalizza le prestazioni dell'azione di potenza, e P1, facente capo dal lato inferiore al circuito identico del canale opposto, agisce da comando di bilanciamento.

IL FUOCO SUI RELE' MINIATURIZZATI
(Electronic Design - 24 Maggio 1975)

I relè miniaturizzati sono ancora di impiego molto diffuso nelle apparecchiature elettroniche, sebbene la tendenza generale sia di sostituirli con i normali semiconduttori, e precisamente con i rettificatori controllati al silicio, oppure con i transistori di commutazione di potenza.

Molte industrie producono i relè di questo genere in diverse versioni, con sensibilità della bobina di eccitazione che si differenziano per la tensione, la corrente e la potenza, ed inoltre con diversi tipi di giochi di commutazione, conformi alle esigenze più disparate.

In linea di massima, questi relè vengono racchiusi in involucri a tenuta più o meno ermetica, in quanto il loro funzionamento può spesso diventare incerto a causa della presenza di detriti tra i contatti azionati elettricamente. Un caso tipico è quello visibile nella foto di **figura 8,** che mostra appunto due esemplari moderni di tipo inseribile nello zoccolo, oppure con contatti a saldare, il cui equipaggio mobile è racchiuso in un involucro di plastica trasparente, attraverso il quale è possibile controllare il funzionamento del relè, dal punto di vista visivo.

L'articolo elenca i principali tipi disponibili, ne chiarisce le prestazioni, fornisce numerosi esempi tipici di impiego, e descrive anche le norme di manutenzione, ed i provvedimenti che occorre adottare in caso di funzionamento difettoso.

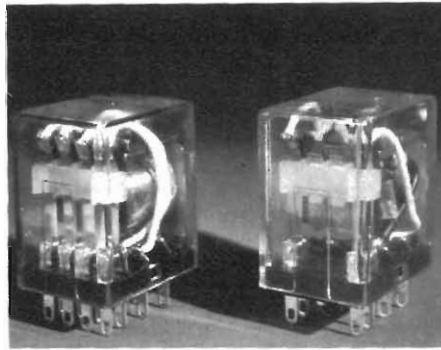



Fig. 8 - Due esemplari tipici di relè miniaturizzati, racchiusi in involucro trasparente, per proteggerli contro gli agenti atmosferici, e per evitare che il funzionamento dei contatti venga compromesso dalla presenza di detriti.

I MOTORI A ROTORE CAVO
(Electronic Design - 24 Maggio 1975)

Eliminando il ferro di solito presente nel rotore di un motore elettrico, si ottiene un motore a rotore cavo, le cui prestazioni sono interessanti sotto il punto di vista dell'accelerazione, che può assumere un valore pari a dieci volte quello dei motori di tipo convenzionale.

Naturalmente, affinché ciò sia possibile, è necessario che gli avvolgimenti presentino caratteristiche tali da determinare la disponibilità di un campo magnetico che risulti in grado di reagire adeguatamente col campo magnetico dello statore, fornendo l'energia meccanica in quantità sufficiente affinché la potenza meccanica sviluppata dal motore possa essere sfruttata nella maggior parte dei casi, in relazione alle dimensioni del motore stesso.

Questo è il profilo sotto il quale risulta interessante l'articolo, nel quale vengono descritti i sistemi di utilizzazione dei motori a rotore cavo, sulla scorta dell'esempio tipico riprodotto nello schema di **figura 9;** esso è riferito ad un caso di sfruttamento delle caratteristiche di accelerazione e di decelerazione dei motori a rotore cavo, per il pilotaggio dei rulli di trascinamento delle piastre meccaniche dei registratori a nastro per applicazioni audio oppure audio-video.

NUOVI CIRCUITI DI CONVERSIONE CC/CC
(Electronic Design - 24 Maggio 1975)

Chiunque svolga la propria attività in un laboratorio di elettronica, finirà presto o tardi col trovarsi di fronte alla necessità di sfruttare una sorgente di tensione continua, per ottenere un altro valore di tensione continua, ma di maggiore entità.

Tale trasformazione risulta facile nel campo della corrente alternata, grazie all'impiego dei trasformatori, ma presenta difficoltà quando si tratta di una tensione continua, che può essere ridotta con l'aiuto di resistori in serie, ma non aumentata, se non ricorrendo ad accorgimenti speciali.

Di solito, si ottiene tale effetto trasformando innanzitutto la tensione continua in alternata, mediante un oscillatore di potenza, con una frequenza che consente l'elevazione della tensione col classico sistema del trasformatore. Una volta ottenuta una tensione alternata di maggior valore, tutto ciò che resta da fare consiste nel rettificare tale tensione, nel filtrarla e nel renderla disponibile sotto forma di tensione continua, col valore richiesto.

Naturalmente, questo sistema di conversione implica una certa dissipazione di potenza, per cui il rendimento è inevitabilmente inferiore al 100%. Infatti, affinché una tensione continua possa essere trasformata in una tensione continua di maggior valore, è indispensabile dissipare una parte dell'energia fornita dalla sorgente originale per alimentare i circuiti che provvedono alla conversione.

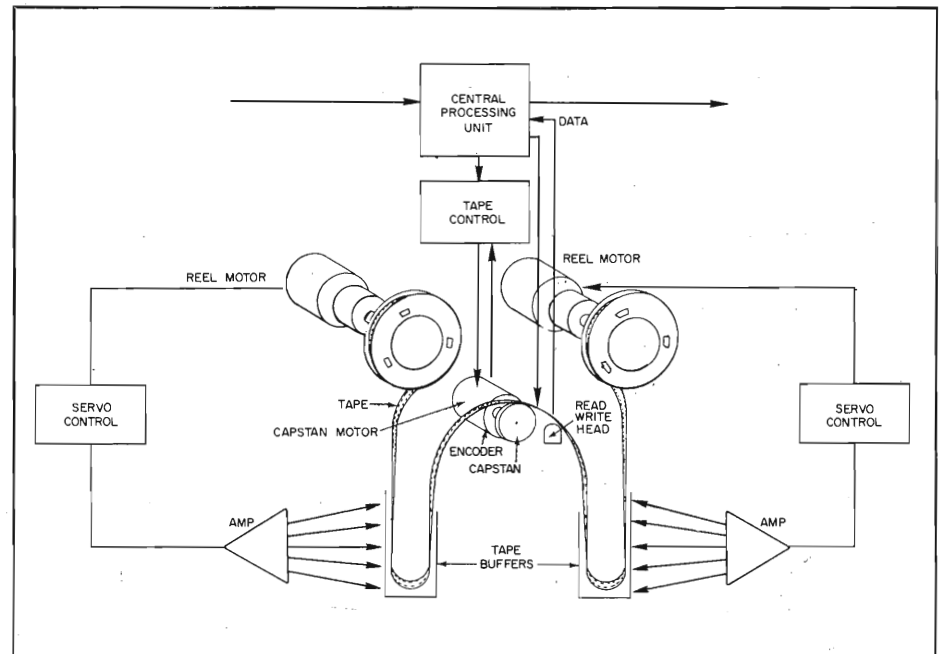



Fig. 9 - L'elevata capacità di accelerazione e di decelerazione dei motori a rotore cavo li rende particolarmente adatti al controllo di avviamento e di arresto nelle meccaniche di trascinamento del nastro.

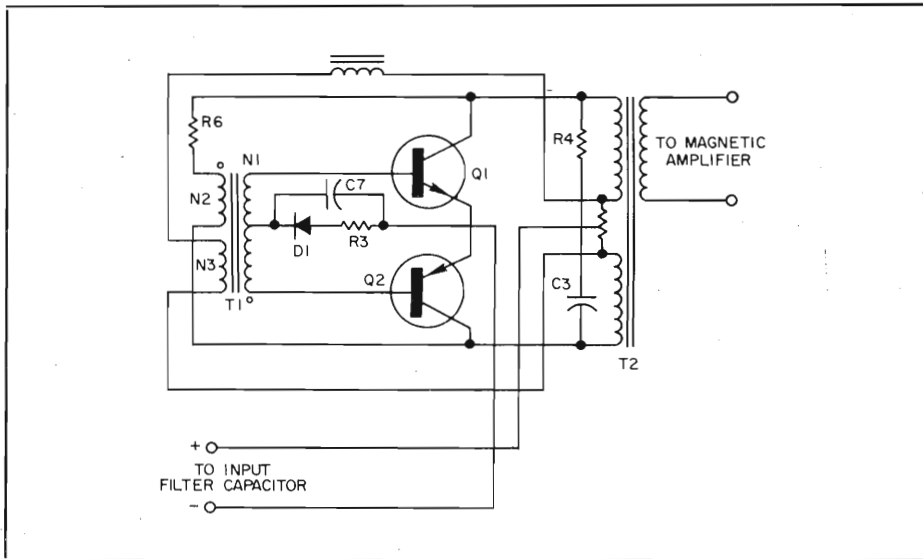



Fig. 10 - Esempio moderno di convertitore di energia, mediante il quale è possibile trasformare una tensione continua fornita da una batteria in una tensione continua di valore più elevato.

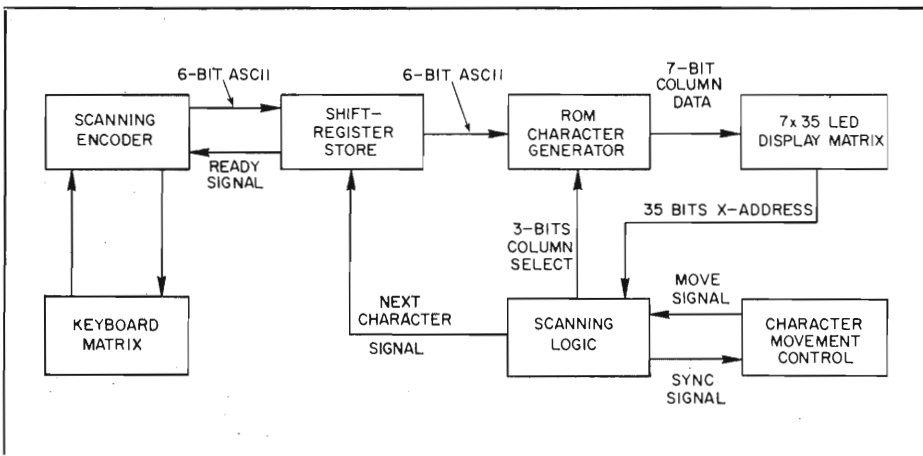



Fig. 11-A - Schema a blocchi del dispositivo elettronico mediante il quale è stata resa possibile la comunicazione tra sordomuti.

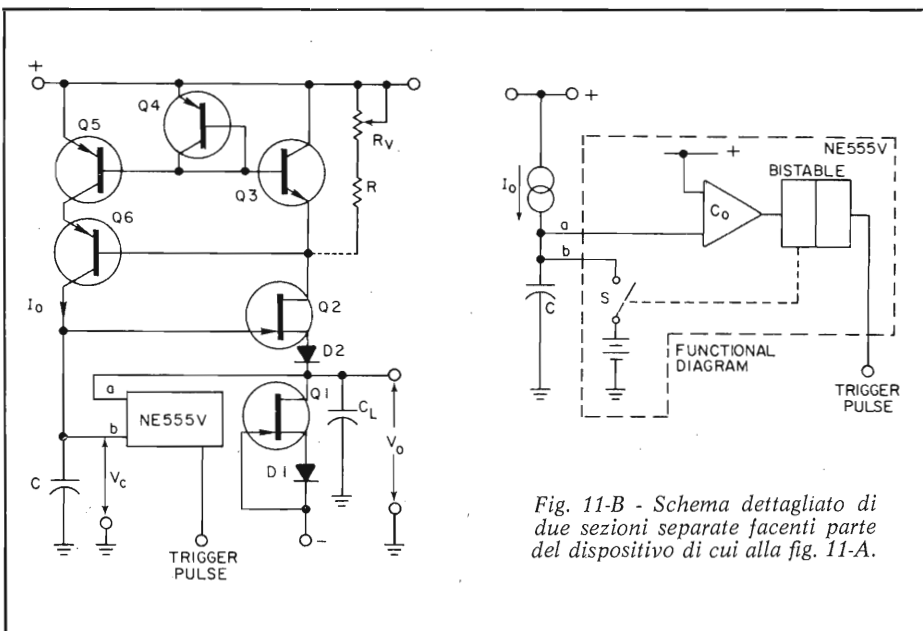



Fig. 11-B - Schema dettagliato di due sezioni separate facenti parte del dispositivo di cui alla fig. 11-A.

Una delle versioni più moderne è quella che riproduciamo alla **figura 10,** nella quale la tensione continua da modificare viene applicata tra la presa centrale del trasformatore TI tramite la rete costituita da D1, R3 e C7, e la presa intermedia del resistore presente tra i due primari di T2.

Q1 e Q2 sono i transistori a simmetria complementare che, oscillando, trasformano la tensione continua in una tensione alternata di frequenza prestabilita. Tale tensione alternata viene indotta al secondario nel valore desiderato, il quale secondario può essere seguito da un rettificatore che la trasforma nella tensione continua voluta, oppure da un amplificatore magnetico, per sfruttarla diversamente.

Non è però questo l'unico circuito proposto nell'articolo; almeno sotto il profilo teorico, vengono descritti anche altri circuiti di conversione, di non minore interesse.

SISTEMA DI COMUNICAZIONE TRA MUTI MEDIANTE DIODI FOTOEMITTENTI
(Electronic Design - 24 Maggio 1975)

E' stato recentemente realizzato un sistema di riproduzione a diodi fotoemittenti, che permette alle persone prive della facoltà della parola di comunicare con altri.

Il dispositivo funziona con una matrice a diodi fotoemittenti secondo la disposizione 7 x 35, e presenta la struttura dello schema a blocchi di **figura 11-A:** il dispositivo comprende una tastiera a matrice, che pilota un codificatore a scansione. Il suddetto codificatore alimenta uno «shift register» facente capo alla memoria che provvede alla produzione dei caratteri, riprodotti appunto tramite il sistema a diodi.

Si tratta di una macchina da scrivere, che consente la riproduzione di caratteri con un tempo di persistenza sufficiente per la lettura, dopo di che lo spazio torna disponibile per altri segni codificati.

Un particolare dello schema elettrico è quello illustrato alla figura 11-**B,** che mostra in alto la sezione impiegante il multivibratore bistabile, ed in basso la sorgente degli impulsi «trigger», tramite la quale il pannello di riproduzione viene controllato agli effetti del funzionamento.

L'idea è stata tradotta in pratica dal reparto elettronico dell'Università di Southampton, in Inghilterra.

DUE NUOVI CIRCUITI DI GRANDE INTERESSE
(Electronics - 24 Luglio 1975)

Nella Rubrica intitolata «Designer's casebook», dopo la descrizione di un convertitore D/A di tipo programmabile, viene descritto un dispositivo del tipo «one-shot» il cui circuito di reazione mantiene costante il ciclo di lavoro.

Il circuito è quello che riproduciamo alla **figura 12,** e consiste in una unità integrata del tipo 741, seguita da un altro circuito integrato del tipo 74121, che provvede direttamente alla temporizzazione.

Il primo circuito integrato, del tipo operazionale, provvede alla produzione di impulsi a «guizzo», che vengono poi restituiti sotto forma rettangolare con l'aiuto dello stadio finale del tipo 2N3906, con caratteristiche di temporizzazione e di ampiezza rigorosamente costanti, nonostante le even-

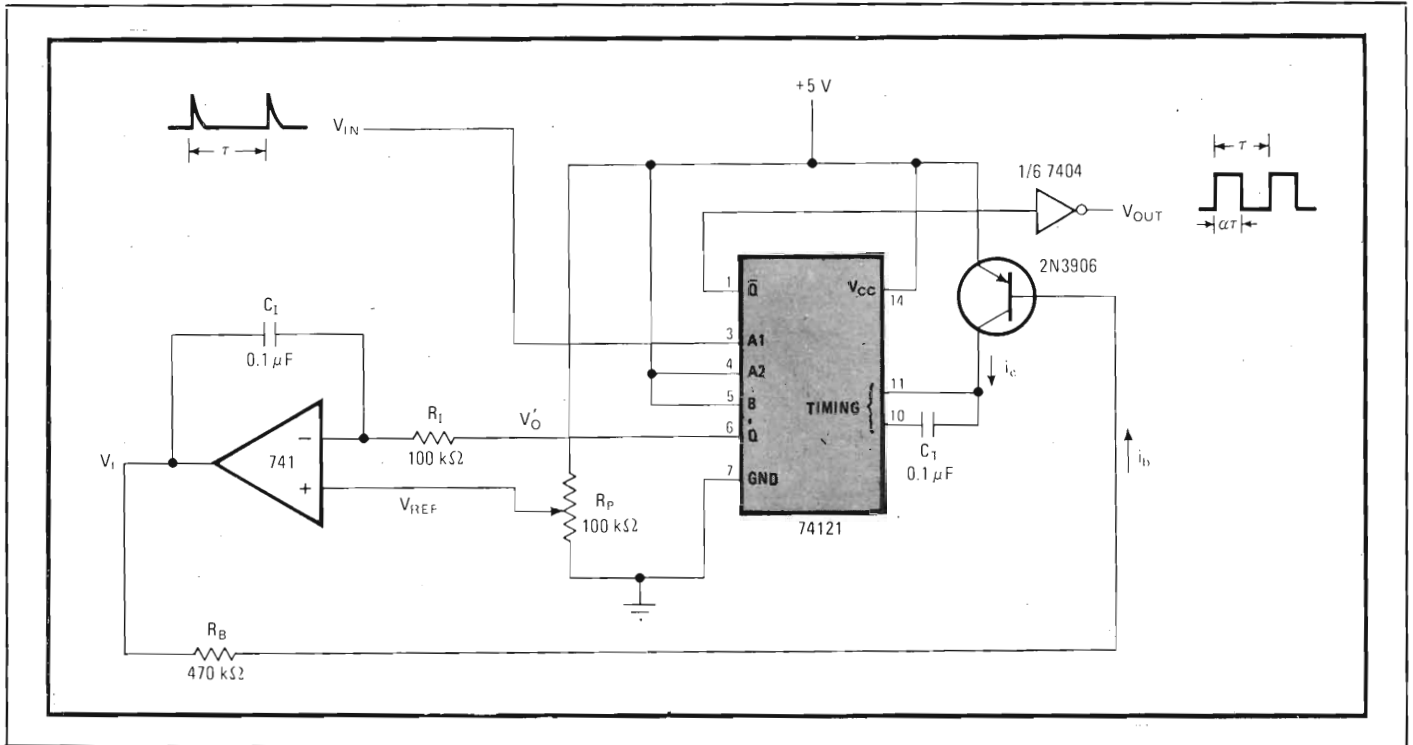



Fig. 12 - Il dispositivo elettronico mediante il quale è possibile mantenere costante il ciclo di lavoro viene realizzato impiegando un amplificatore operazionale ed un circuito integrato di temporizzazione.

tuali variazioni di assorbimento da parte del carico.

Il secondo circuito è riferito ad un accoppiatore ottico che risulta in grado di trasformare i segnali elettrici acustici a corrente alternata in livelli logici di tipo digitale.

La struttura intrinseca del circuito è riprodotta nella parte superiore di **figura 13,** che chiarisce l'impiego di due diodi fotoemittenti ai quali vengono applicati i segnali elettrici da convertire. I suddetti diodi forniscono quindi impulsi di luce che vengono ritrasformati in impulsi elettrici dagli elementi fotosensibili dell'accoppiatore, il che permette di ottenere nuovamente segnali elettrici ai capi di R_E.

Questi segnali elettrici vengono applicati all'ingresso di un «trigger» di Schmitt, in modo da ottenere in uscita segnali con la caratteristica desiderata.

La parte inferiore della stessa figura 13 illustra, partendo dall'alto l'andamento sinusoidale del segnale a frequenza acustica, ed infine la struttura a «greca» degli impulsi logici disponibili in uscita.

LE MEMORIE DA 1.024 «BIT» PER I PICCOLI SISTEMI STATICI

(Electronics - 24 Luglio 1975)

L'ultimo tipo di memoria complementare MOS ad accesso causale, oltre a dissipare una potenza pressoché nulla in condizioni di riposo, permette di raggiungere una densità pari al quadruplo di quella normale, e la terza parte del tempo di accesso necessario per i «chip» di tipo precedente. Oltre a ciò, la nuova unità sembra destinata a conseguire notevoli economie di costo.

I motivi per i quali è opportuno disporre di una maggiore velocità di funzionamento e di una maggiore densità di memorizzazione, risultano evidenti in rapporto al co-

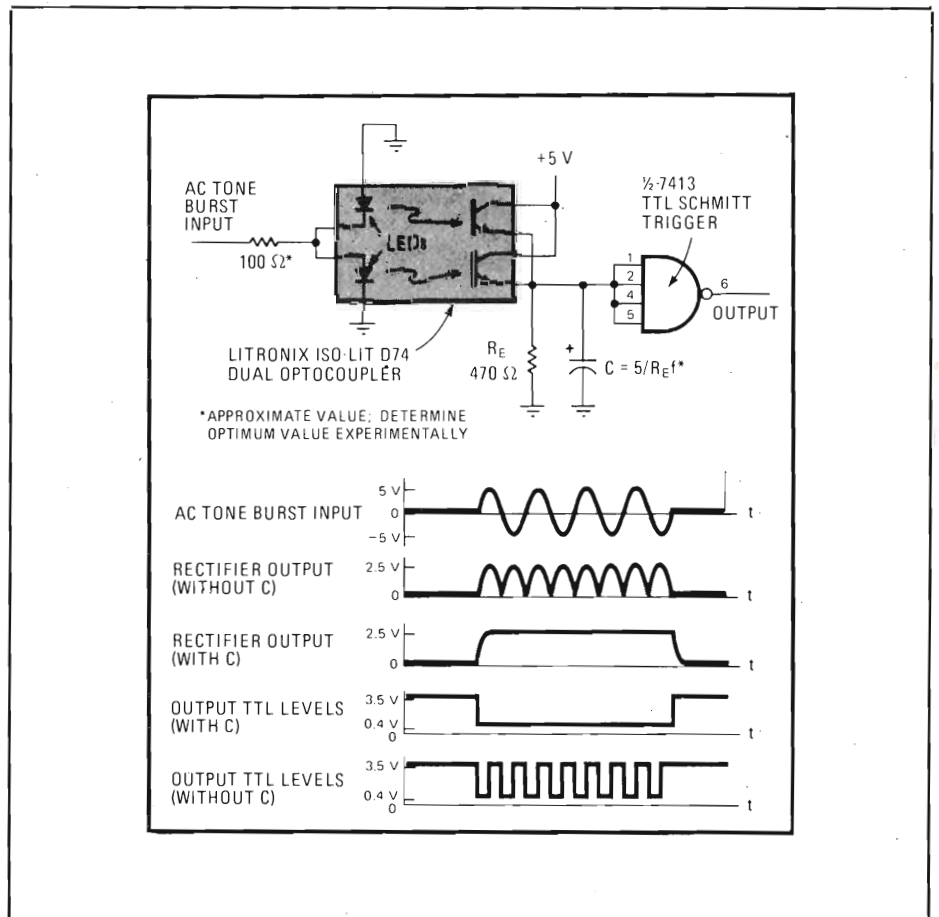



Fig. 13 - In alto, principio di funzionamento del dispositivo che, con l'aiuto di un accoppiatore ottico, trasforma segnali elettrici di tipo acustico in livelli logici digitali. In basso è rappresentata la forma d'onda della sequenza dei segnali, durante la loro modifica.

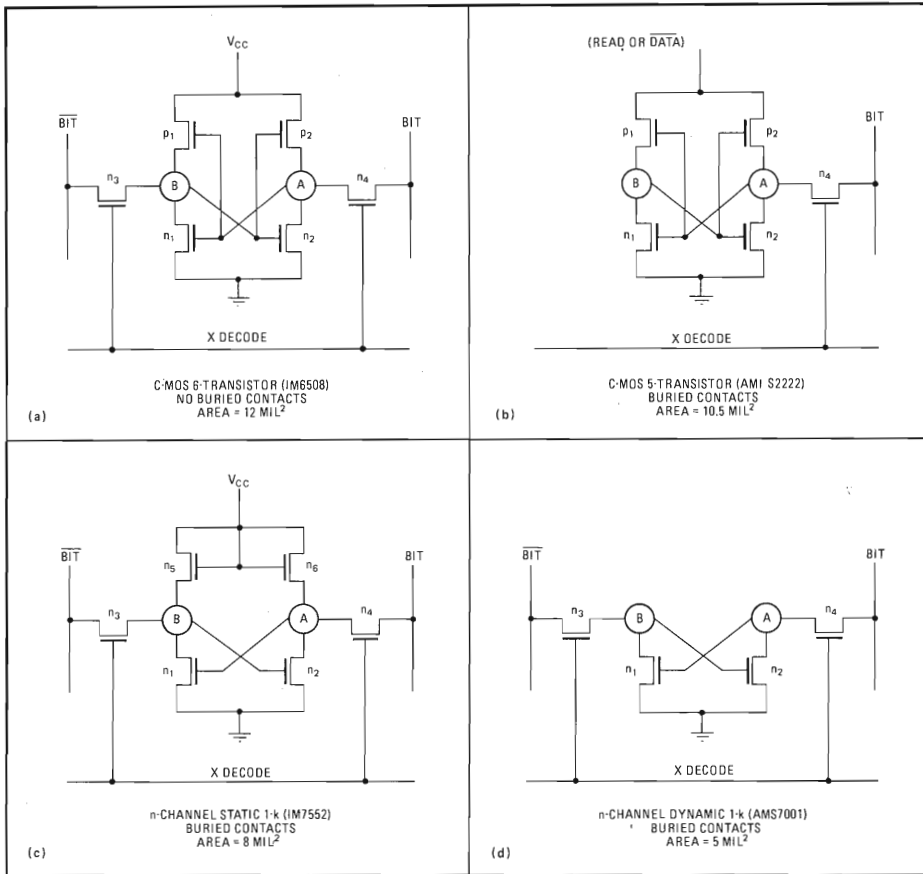



Fig. 14 - Quattro diverse sistemazioni della cellula: la cellula a sei transistori (a) assomiglia ad una memoria del tipo n-MOS. Trasformando i dispositivi a canale «p» in altri a canale «n» si ottiene una cellula statica del tipo illustrato in «c». Senza dispositivo a canale «p», il circuito assume le caratteristiche del modello 7001 (d). Un altro tipo, come quello visibile in «b» implica l'impiego di cinque soli transistori.

sto delle apparecchiature di elaborazione dei dati. Sotto questo aspetto, l'articolo confronta direttamente le unità funzionanti con cellula a cinque transistori, con quelle funzionanti invece con un numero di transistori più limitato, come risulta evidente attraverso i quattro esempi riprodotti alla **figura 14.**

L'articolo non è riferito soltanto a questi quattro esempi tipici, ma — al contrario — fornisce al Lettore gli elementi per una scelta oculata in base alle esigenze, e chiarisce le relazioni tra l'unità di decodificazione e l'unità di ritardo, nel funzionamento secondo il cosiddetto modo differenziale.

Un ultimo paragrafo — infine — chiarisce i moderni accorgimenti in base ai quali risulta facilitata la neutralizzazione dei segnali parassiti, provenienti dagli effetti di commutazione ottenuti impiegando rettificatori controllati al silicio.

UN SEMPLICE AMPLIFICATORE PER CHITARRA

(Practical Electronics - Dicembre 1975)

Sempre a vantaggio di coloro che si occupano di strumenti elettronici musicali, e di attrezzature moderne per orchestra, riteniamo utile recensire anche questo articolo, nel quale viene descritto innanzitutto l'amplificatore il cui schema elettrico è in **figura 15-A.**

Si tratta di un preamplificatore a due canali, impiegante esclusivamente circuiti integrati, e munito di controllo di tono separato per le frequenze basse e per le alte, in entrambi i canali.

I suddetti due canali si riuniscono poi in un'uscita comune, costituita dal potenziometro VR4, che agisce da controllo di volume principale, sebbene, per ciascun canale, l'ampiezza effettiva del segnale possa

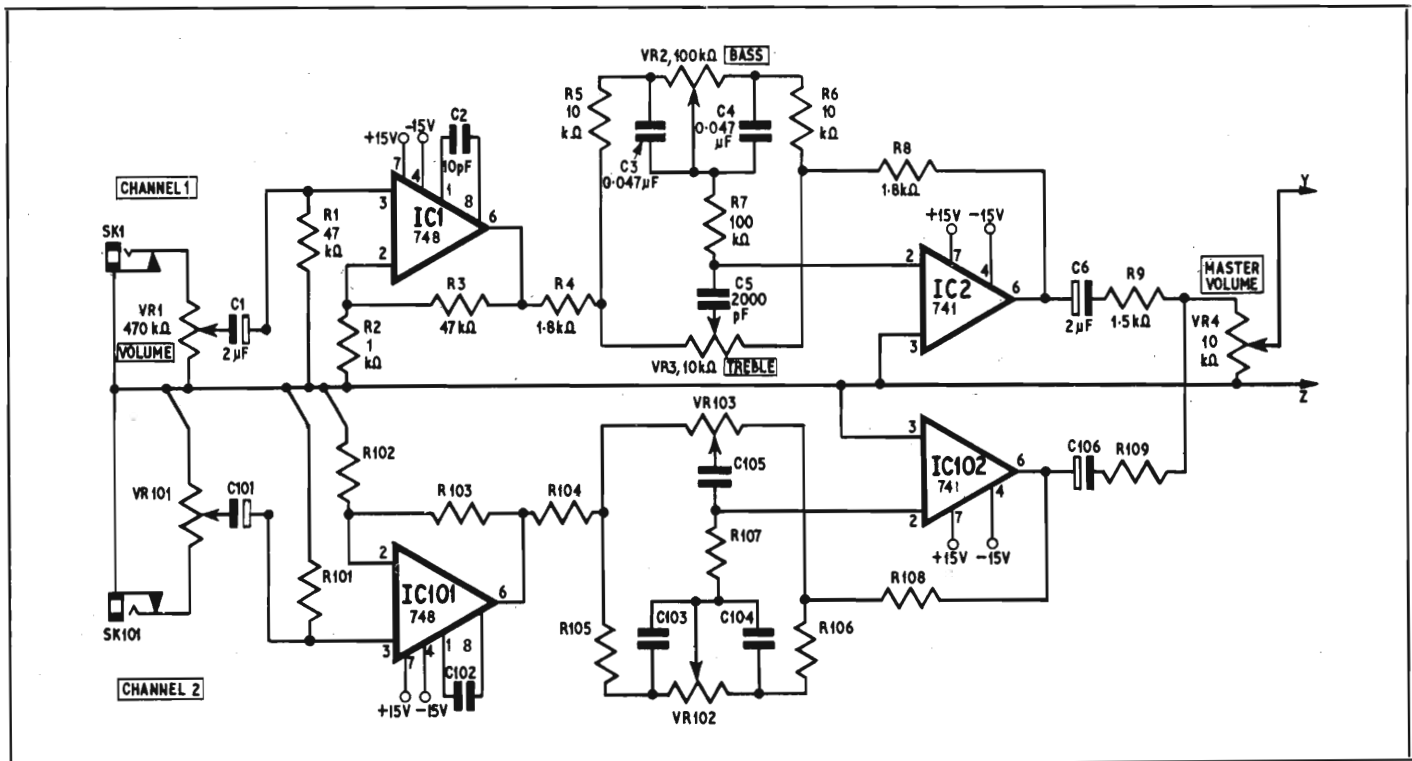



Fig. 15-A - Circuito del preamplificatore ad unità integrate, facente parte del complesso di amplificazione bicanale per chitarra elettrica.

essere regolata separatamente tramite VR1 e VR101.

Il preamplificatore citato viene poi seguito dall'amplificatore di potenza, il cui schema è riprodotto alla figura 15-**B,** costituito anch'esso da un circuito integrato (IC3), le cui prestazioni sono tali da consentire all'uscita la disponibilità di segnali con potenza sufficiente per eccitare adeguatamente un altoparlante di medie dimensioni.

Per completare la descrizione, corredata tra l'altro dell'elenco completo dei componenti, e delle curve di responso riferite alle posizioni estreme dei controlli di tono, l'articolo riporta anche lo schema completo dell'alimentatore, che riproduciamo alla figura 15-**C:** questa sezione si basa sull'impiego di un trasformatore che, sfruttando la tensione di rete, rende disponibile una tensione secondaria di 50 V con presa centrale. La suddetta tensione, opportunamente rettificata e filtrata, rende disponibili complessivamente quattro tensioni continue di uscita, e precisamente con i valori di +35, +15, −15 e −35 V (rispetto a massa), da applicare ai punti evidenziati negli schemi di figura 15-A e di figura 15-B.

Trattandosi di una realizzazione a circuiti integrati, la costruzione risulta notevolmente semplificata, e non implica problemi di accoppiamenti parassiti, e di instabilità.

Fig. 15-B - Sezione di amplificazione di potenza, che completa l'unità di cui alla figura 15-A.

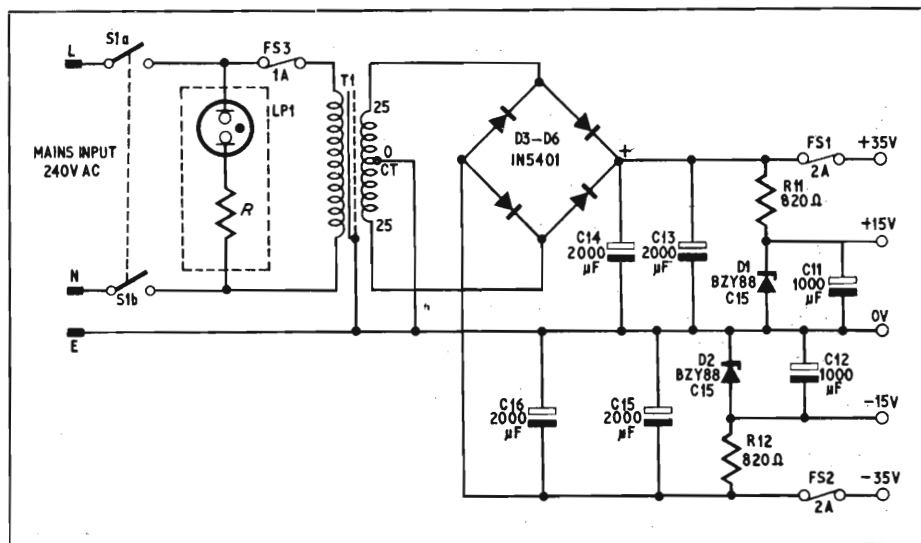



Fig. 15-C - Con questo alimentatore è possibile ottenere regolare funzionamento di entrambe le unità illustrate alle figure 15-A e 15-B.

UN SUPERCARICATORE PER BATTERIE

(Elementary Electronics - Sett.-Ott. 1975)

Come abbiamo affermato in una precedente recensione, sebbene le pile a secco, a differenza degli accumulatori non sono ricaricabili, è tuttavia possibile prolungare la durata sottoponendole a brevi periodi di rigenerazione, prima che risultino completamente scariche.

Oltre a ciò, esistono numerosissimi casi nei quali gli utenti di apparecchiature elettroniche preferiscono acquistare elementi al

I FURFANTI «INCESPICANO» NEL RAGGIO LASER

I molteplici vantaggi dei contatti d'affari senza scambio di denaro contante tra operatori di ogni genere tendono a ridursi in conseguenza del sempre crescente numero di truffatori che agiscono in questo ambito e che riescono ad usurpare merci o servizi falsificando carte di identità e documenti di riconoscimento clienti. Allo scopo di porre fine all'operato di tali truffatori, la Siemens ha sviluppato un nuovo sistema analogico di riconoscimento e sicurezza che si avvale di un metodo di memorizzazione ottica, cioè dell'olografia.

Nel suo principio, il cosiddetto «Holo-Secure-System» si basa sul fatto che il documento viene collegato in modo inscindibile con una riproduzione olografica di se stesso. A questo scopo si genera con la luce rossa di un laser all'elio-neon un ologramma del documento completato con tutti i dati necessari. Questa riproduzione non riconoscibile visivamente viene immediatamente incorporata in modo indissolubile nel documento. Poiché l'ologramma porta su ogni punto della sua superficie di memoria (diversamente dalla fotografia) l'intero contenuto d'informazione, è sufficiente un piccolo foro nel documento per rendere visibile all'occhio umano, all'atto di un controllo mediante luce laser, l'immagine del documento in tutti i suoi particolari. Anche parziali danneggiamenti dell'ologramma peggiorano in ogni caso la qualità dell'immagine riprodotta, ma non toccano il suo contenuto.

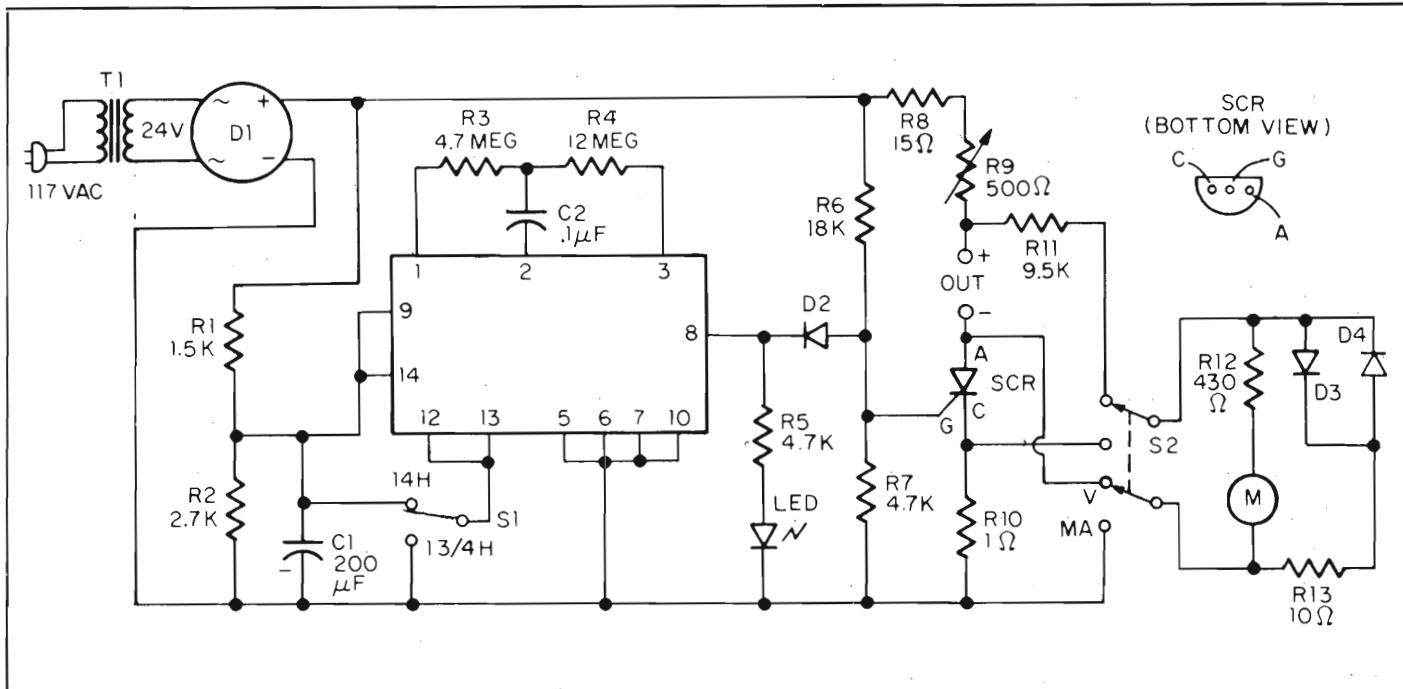



Fig. 16 - Circuito completo del super-caricatore in grado di depolarizzare batterie a secco, e di caricare qualsiasi tipo di elemento al nichel-cadmio.

nichel-cadmio ricaricabili, in sostituzione delle normali pile a secco, in quanto — nonostante la minore autonomia — si ottiene un evidente risparmio a lungo andare, grazie alla possibilità di ricaricare molte volte tali elementi.

Per entrambe le possibilità di impiego, risulta quindi di un certo interesse la realizzazione dello schema che riproduciamo alla **figura 16,** e che consiste proprio in un caricatore adatto a funzionare con elementi di vario tipo, ossia praticamente di tutti i tipi usati nelle radio tascabili, nei registratori e nei giradischi di tipo portatile, nonché negli esposimetri fotografici, nelle cineprese, ecc.

Il circuito sfrutta un trasformatore di rete che fornisce al secondario una tensione di 24 V, rettificata per mezzo del rettificatore a ponte D1.

La tensione continua in tal modo ottenuta viene elaborata da un circuito integrato del tipo MC14541CP, che ne dosa l'intensità di corrente a seconda delle esigenze che dipendono dal tipo di elemento che deve essere ricaricato.

Un commutatore, S1, viene regolato sulla posizione opportuna, a seconda della capacità dell'elemento da sottoporre alla ricarica. Inoltre, un particolare circuito di uscita, impiegante tra l'altro un rettificatore controllato al silicio, serve per ottenere il disinserimento automatico del dispositivo, non appena l'elemento sotto carica ha raggiunto la massima capacità di immagazzinamento.

Lo strumento prevede anche un sistema per la misura della tensione disponibile ai capi dell'elemento sotto carica, facente uso di un milliamperometro, commutabile in due diverse posizioni, secondo che si desideri misurare la tensione raggiunta dall'elemento, oppure l'intensità della corrente di carica.

I LETTORI CI SCRIVONO

a Cura di P. SOATI

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.
Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.
Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 3.000* anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente. Non si forniscono schemi di apparecchi commerciali.

* Per gli abbonati l'importo è ridotto a lire 2.000.

Sig. P. CERAMI - Catania
Sulle apparecchiature elettromedicali

E' vero che in Italia non esiste una rivista i cui testi siano dedicati esclusivamente alle apparecchiature elettromedicali. Ciò è dovuto anche al fatto che, a differenza di quanto avviene all'estero, nel nostro paese i medici ed i tecnici che dovrebbero essere interessati a questo argomento leggono poco e pertanto una rivista del genere, che in teoria potrebbe avere più di centomila lettori in pratica sarebbe acquistata soltanto da un migliaio o poco più di persone.

Siccome alla JCE non è sfuggito il fatto che si tratta di un argomento di notevole importanza, considerato che può interessare anche lettori che sono interessati ad altri settori dell'elettronica, è stato deciso di trattarlo il più frequentemente possibile su ELETTRONICA OGGI ed infatti, come Lei stesso avrà potuto constatare, molti sono gli articoli dedicati durante l'anno a questa nuova branca della tecnica.

Tenga altresì presente le case che si dedicano alla costruzione di queste apparecchiature come la HEWLETT & PACKARD, la SIEMENS ELETTRA, sezione Gorla-Siama, la PHILIPS ed altre, a richiesta inviamo la documentazione sugli elettromedicali di loro produzione.

Sig. D. DE MICHELI - La Spezia
Ricevitori adatti per radiogoniometria

Un buon ricevitore adatto per radiocomunicazione e per radiogoniometria è il modello R108 della SAILOR che copre le gamme 150 ÷ 260 kHz, 250 ÷ 430 kHz, 465 ÷ 1610 kHz e 1600 ÷ 4500 kHz ed alimentabile mediante sei pile HELLESEN 736. (figura 1).

Questo ricevitore, completamente transistorizzato essendo costituito da 7 transistori e due circuiti integrati, è particolarmente indicato per essere impiegato su mezzi mobili, compresi ovviamente quelli delle imbarcazioni da diporto. La potenza di uscita è di 1,6 W con altoparlante incorporato. E' prevista uscita per cuffia e per altoparlante supplementare.

Il ricevitore può essere utilizzato come radiogoniometro, in tutte le gamme di ricezione, abbinandolo al FERRIT-NAVIGATOR modello BK 171, sempre della SAILOR. Il collegamento avviene mediante un cavo della lunghezza di 5 m.

Questo apparecchio comprende anche gli stadi di alta frequenza sia per il circuito di rilevamento della direzione con aereo del tipo in ferrite per il «senso» tramite antenna verticale incorporata, (figura 2).

Il FERRIT-NAVIGATOR può essere collegato anche ad altri ricevitori della stessa serie e per le stesse gamme, modelli R104, R105 e R106.

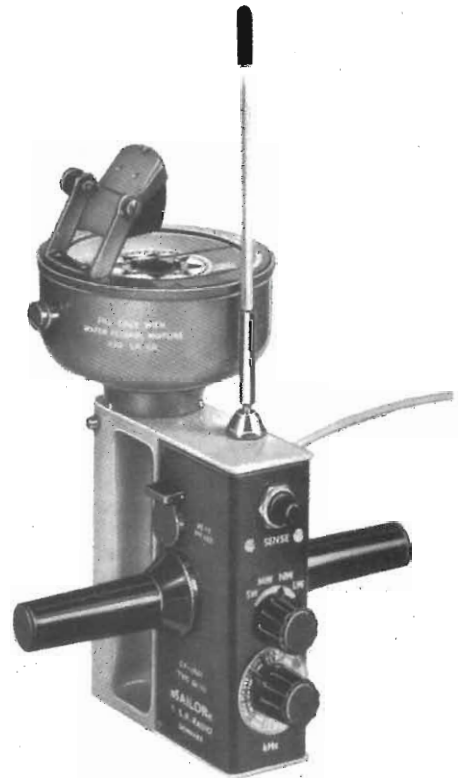



Fig. 2 - Sistema radiogoniometrico SAILOR BK 171, da abbinare al ricevitore R108 (Generalmare).

Fig. 1 - Ricevitore per radiocomunicazioni e radiogoniometria SAILOR - R108, onde lunghe 150 ÷ 2 0 kHz, 250 ÷ 430 kHz, onde medie 495 ÷ 1610 kHz, onde corte 1600 ÷ 4500 kHz.

Fig. 3 - Ricevitore di controllo altamente professionale ESU della Rohde & Schwarz, 25 ÷ 1300 MHz.

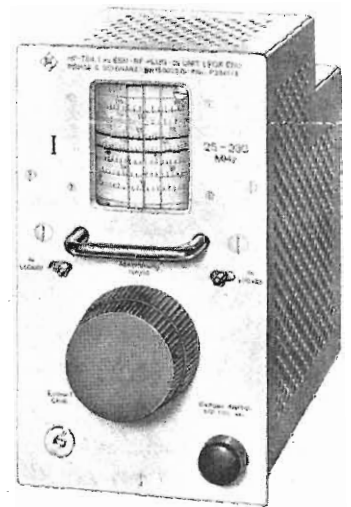



Fig. 4 - Uno dei quattro plug-in a radiofrequenza per il ricevitore ESU.

Sig. EMMANUELLE - Bologna
Controlli e ricerche sulle microspie

Nel n. 10/1974 della rivista ELETTRONICA OGGI è stato pubblicato un interessante articolo intitolato «COME DIFENDERCI DALLE MICROSCOPIE» che in pratica risponde esaurientemente al Suo quesito.

In linea di massima, per rilevare la presenza di microscopie ad una certa distanza si ricorre all'impiego di misura di campo e ricevitori professionali collegati a delle antenne direttive, ovviamente accordate sulla gamma che si desidera controllare. La figura 3, ad esempio, si riferisce al ricevitore di controllo ESU della ROHDE & SCHWARZ, il quale, mediante l'impiego di quattro RF plug-in, può coprire l'intera gamma che va da 25 MHz a 1300 MHz (figura 4).

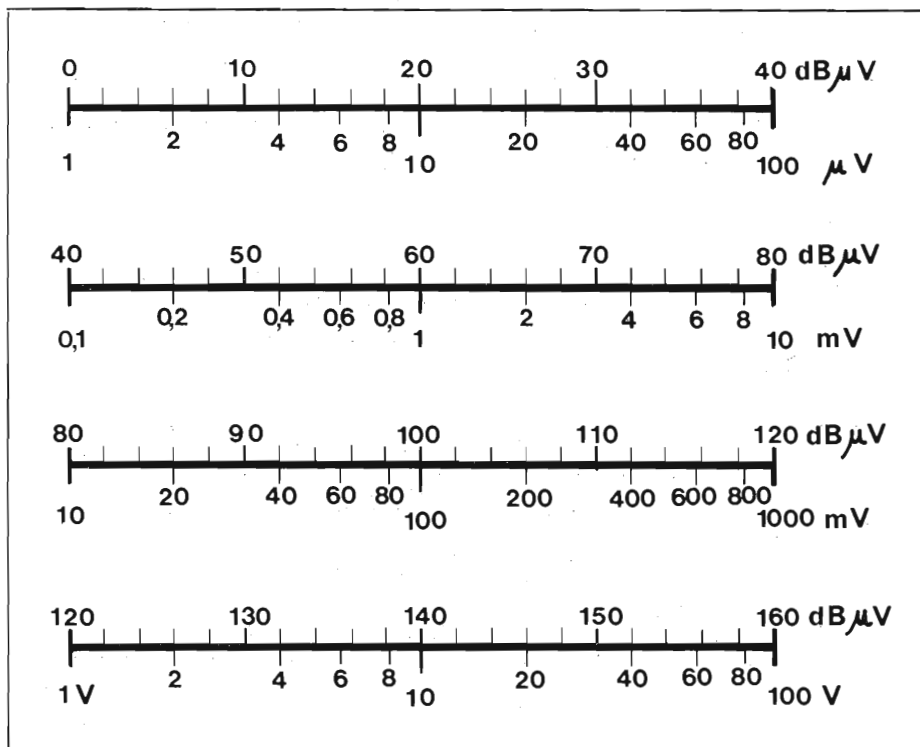
Qualora l'individuazione debba essere fatta localmente, ambiente per ambiente, cioè a distanza ravvicinata, si può utilizzare uno dei tanti ricevitori di basso prezzo che coprono le gamme VHF - UHF cioè da 30 a 470 MHz che ormai da tempo sono reperibili anche sul mercato italiano. I dispositivi a larga banda danno dei risultati poco attendibili.

In Italia non esistono pubblicazioni che trattino il suddetto argomento con serietà; le poche in commercio hanno soltanto dei fini speculativi.

Fig. 5 - Grafico di equivalenza tra dB μV e tensione per un livello di 0 dB = 1 μV.

Sig. F. SCARAMUCCI - Messina
Equivalenza ROS e coefficiente di riflessione

Qui di seguito riporto la tabella di equivalenza tra il ROS (rapporto onde stazionarie) ed il coefficiente di riflessione cioè il return loss:

ROS	Coefficiente di riflessione	
	%	– dB
1,002	0,10	60,0
1,20	9,44	20,5
1,50	20,0	14,0
1,70	28,2	11,0
2,00	33,5	9,5
3,00	50,1	6,0
4,00	59,6	4,5
5,02	66,8	3,0
11,60	84,1	1,5

La figura 5 si riferisce invece al grafico di equivalenza tra dB μV *e tensione, per un livello di 0 dB 1 μV. (ad esempio 20 dB μV corrispondono a 10 μV.*

RICHIEDENTI DIVERSI
Rubrica QTC

Nella rubrica QTC si pubblicano sovente delle tabelle e degli elenchi che, in considerazione della loro lunghezza, richiedono la suddivisione in più puntate. Ciò procura un certo disagio ai lettori che desiderano avere tutti i dati completi sottomano. Per ovviare a questo inconveniente è stato deciso di dare a QTC una periodicità semestrale, aumentando naturalmente le pagine in proporzione, in modo da poter trattare in ciascuna puntata un unico argomento completo. Riteniamo che questa soluzione sarà senz'altro gradita ai lettori.

CABLE ARRANGEMENT WHEN FOLLOWING POWER SOURCES ARE USED:

1. A.C. POWER SUPPLY FURNISHED AS A PART OF LM-6, LM-8, LM-11, LM-15 EQUIPMENTS.
2. GF/RU SERIES OR RU SERIES EQUIPMENTS, WHEN THE CABLE IS CONNECTED TO OUTLET 76 OF THE JUNCTION BOX.

COLOR CODE
25 B BLACK
26 R RED
27 G GREEN
36 W WHITE
35 NO CONNECTION

CABLE ARRANGEMENT WHEN FOLLOWING POWER SOURCES ARE USED:

1. ARA RECEIVER -46145 EQUIPPED WITH AUXILIARY OUTLET ADAPTER -62036
2. AN/ARC-5 RECEIVER R-24/ARC-5 EQUIPPED WITH POWER ADAPTER MX-20/ARC-5
3. GF/RU SERIES OR RU SERIES EQUIPMENTS, WHEN THE CABLE IS CONNECTED TO OUTLET 74 OR 76 OF THE JUNCTION BOX.

COLOR CODE
B BLACK
G GREEN
R RED

Fig. 6 - Schema elettrico del frequency meter modello LM del surplus.

Sig. D. BARBANTI - Civitavecchia
Frequency meter della serie LM

I frequency meter surplus della serie LM sono simili ai modelli BC221 di cui si è già parlato anche troppo su questa rivista. Ne esistono diversi tipi contrassegnati dalla sigle LM, LM1... LM19. In linea di massima tutti i modelli coprono la gamma 125 kHz ÷ 4000 kHz in fondamentale e possono arrivare fino a 20.000 kHz in quinta armonica.

La figura 6 si riferisce allo schema elettrico del modello LM mentre la figura 7 mostra lo schema consigliato per costruire il relativo alimentatore che ovviamente può essere anche sostituito da un altro di concezione più moderna.

Sig. D. AJELLO - Napoli
Piloti automatici

I piloti automatici di cui abbiamo pubblicato la descrizione sulla rivista sono stati autocostruiti dagli autori e pertanto non sono in commercio già montati. Comunque altri apparecchi del genere sono reperibili

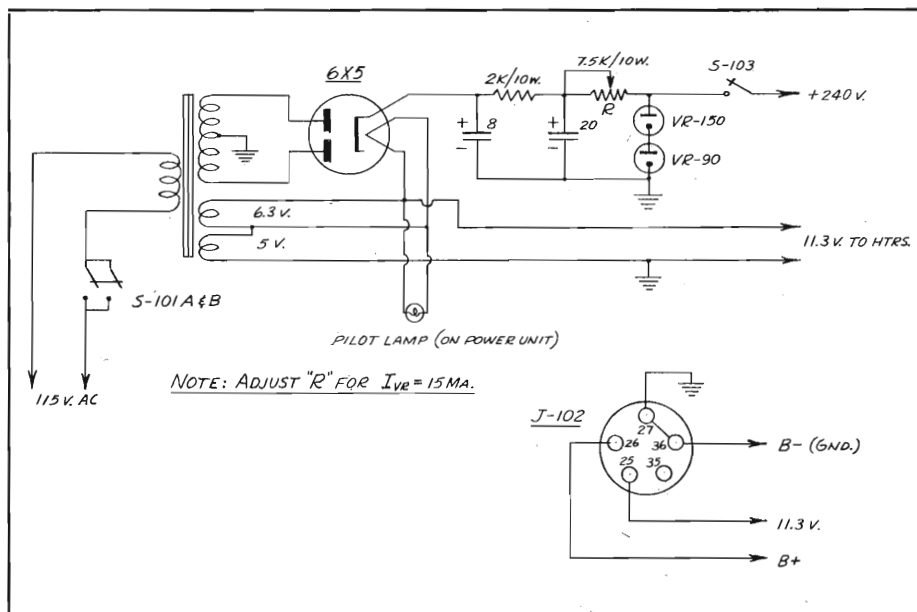



Fig. 7 - Schema elettrico di un alimentatore per il frequency meter IM.

anche in Italia. Ad esempio la figura 8 si riferisce al quadro di comando M.C.C. *per montaggio orizzontale completo di bussola da 5". La rotta desiderata viene impostata semplicemente sulla ghiera mobile della bussola. L'apparecchio è dotato di controlli «big ship» in modo da poter tenere conto delle condizioni del mare, del vento, ed anche della governabilità dell'imbarcazione. Essi sono* YAW *(alambardata),*

Fig. 8 - Quadro di comando per pilota automatico della serie MATE, M.C.C. della SHARP Co.

Fig. 9 - Tiller Mate M.T.D., alimentato a 12 Vc.c., per imbracazioni a vela.

Fig. 10 - Sensore elettronico a bandierina per fissaggio alla draglia M.V.2

RUDDER *(quantità di timone),* TRIM *(assetto direzionale). Per imbarcazioni a vela le consiglio l'acquisto del famoso pilota automatico* TILLER MATE M.T.D., *costruito per l'appunto per le imbarcazioni con barra a mano, e disponibile nella versione a 12 Vcc. Il gruppo M.T.D. è completamente stagno ed è provvisto degli stessi controlli «big ship» che caratterizzano i piloti automatici più sofisticati, (figura 9).*

L'installazione è semplicissima richiede talmente poco tempo che può essere smontato e riposto dopo ogni uscita. Il consumo massimo è di 2 ÷ 3 A, e la forza di trazione corrisponde a 50 kg.

Può essere dotato di telecomando manuale MR2. I sensori magnetici più adatti sono i modelli MS2 e MC2.

Molto interessante anche il sensore a vento M.V. 2 (figura 10) un dispositivo elettronico a bandierina che fissato alla draglia permette di mantenere una rotta inserita in funzione della direzione del vento stesso.

Ruotando la scala graduata sul desiderato angolo di vento apparente l'M.V. 2 governa l'imbarcazione più accuratamente di un ottimo timoniere.

I suddetti apparecchi sono reperibili presso la GENERALMARE S.A.S.

Sig. F. MARTELLI - Imperia
Sig. D. TEMPESTINI - Roma

Pubblicazioni sulla ricezione delle OC, su strumenti musicali elettronici, e sulle stazioni di radiodiffusione

Recentemente l'editore Vallecchi ha dato alle stampe un volume intitolato TUTTO IL MONDO CON LA RADIO, *definito come guida al radioascolto delle emittenti internazionali.*

Si tratta di un libro redatto da un complesso di alcuni dilettanti e destinato in modo particolare a coloro che desiderano dedicarsi all'ascolto delle onde corte cioè agli SWL.

Fra i molti interessanti capitoli segnalo i seguenti: Cos'è unDX, le bande tropicali, sintonia, uso del band spread, le antenne, propagazione ionosferica, gli enti radiofonici, l'ascolto e la legge, prefissi internazionali etc. *Il costo è di lire 2300.*

Non mi risulta che in Italia esistano delle pubblicazioni dedicate agli strumenti musicali elettronici. Recentemente la Librairie Parisienne de la Radio ha pubblicato un libro del Juster intitolato PETITS INSTRUMENTS ELECTRONIQUES DE MUSIQUE, *in cui si parla, di violini, violoncelli, chitarre, mandolini, flauti, clarinetti, saxofoni, tromboni, organi ed altri strumenti elettronici. Il testo comprende alcune tabelle dedicate alle note musicali ed alle frequenze, ai generatori di vibrato ed altri argomenti del genere. Il prezzo di vendita in Francia è di 22 fcs.*

La TAB Books; Blu Ridge Summit Pensylvania ha recentemente pubblicato il volume di J. Ashe BRODCAST ANNOUNCER 3RD CLASS FCC STUDY GUIDE, *cioè all'uso degli annunciatori di 3ª classe, che tratta in modo particolare delle imprese di radiodiffusione e delle relative leggi, dei sistemi di gestioni delle stazioni ed altri argomenti del genere. Il costo in USA è di 3,95 $ e 7,95 $ rilegato.*

Sig. F. CANEPA - Genova Sampierdarena

Flash subacqueo e carica batterie

Un ottimo flash subacqueo è il modello PUF 060 *della* Philips *il quale è privo di guarnizioni di gomma e che si distingue per la razionale disposizione dei comandi, la forma della staffa, il braccio di 33 cm, la testa orientabile, il cavo estensibile fino a 2 m, il segnale luminoso di flash carico, l'interruttore a tre posizioni e che è adatto per profondità fino a 60 m.*

Il numero guida in aria è 25 ÷ 21 DIN in acqua 14 ÷ 21 DIN. L'intervallo di ricarica: 5 ÷ 7 sec. Il numero dei lampi con batterie a piena carica: 250. Angolo di illuminazione: orizzontale 70°, verticale 70°, equivalente ad un angolo di 28 mm 24 x 36. Temperatura di calore: 5600 °K.

L'alimentazione viene effettuata mediante 4 batterie al nichel-cadmio ricaricabili (BNC 004) oppure mediante batterie alcaline.

Il flash PUF 060 è visibile in figura 11 mentre in figura 12 si osserva l'unità carica batterie PRU 010 *sempre della* Philips *per la ricarica della batterie al nickel-cadmio. Il tempo occorrente per la ricarica stessa dipende ovviamente dal tipo di batteria considerato che in commercio esistono batterie aventi tempi di ricarica differenti.*

Fig. 11 - Flash subacqueo della PHILIPS, PUF 60 per profondità fino a 60 m.

Con le batterie BNC 004 la ricarica completa richiede 14 ore. La tensione di alimentazione è 220 V, 50 Hz; la corrente di ricarica: 60 mA ed è possibile ricaricare le batterie singolarmente oppure a gruppi di 2,3 o 4 per volta.

Fig. 12 - Unità di ricarica batterie al nichel-cadmio PHILIPS, PRU 010.

Ing. D. GIUSTETTO - Sanremo
Ing. D. ROSSI - Genova

Articolo sulle reti resistive per la distribuzione dei segnali TV

Nel comporre l'articolo sulle Reti Resistive per la distribuzione dei segnali televisivi, *pubblicato sul n. 1/1976 di questa rivista, sono stati commessi alcuni errori. Ringrazio sentitamente i suddetti signori (la nostra Liguria docet!), che gentilmente me li hanno segnalati.*

Pertanto al suddetto articolo dovranno essere apportate le seguenti correzioni:

Pagina 53 - *la relazione (8) va riferita ad* a_u *non ad* a_p. *La relazione (9) va riferita ad* a_p *non ad* a_u.

Pagina 55 - *nella relazione (17) anziché* α_p *si dovrà scrivere* a_p. *La relazione (20) se* $a_D = a_u^2$ *la formula in dB diventa* $\alpha_D = 2\alpha_u$. *La relazione (21) deve essere corretta in:*

$$R_{n1} = nZ_o \left(\frac{a_u^2 + 1 - 2n}{(a_u - 1)^2}\right)^{-1}.$$

Nella relazione (23) al denominatore si dovrà leggere a_u^2 *anziché* α_u^2.

Pagina 57 - *nella tabella VI il valore di* α_u *in dB per* K = 4 è 36,4 *invece di 34,4.*

Pagina 58 - *invertire tra loro le numerazioni e le didascalie (correggendo il richiamo nel testo). La relazione (35) dovrà essere corretta nel seguente modo:*

$$Z_i = Z_o = \frac{R_m + Z_o + (R_n + Z_o)/n}{(R_m + Z_o + (R_n + Z_o)/n}$$

in

$$Z_i = Z_o = \frac{(R_m + Z_o) + (R_n + Z_o)/n}{R_m + Z_o + (R_n + Z_o)/n}$$

LE ANTENNE PRE-MONTATE

FACILITANO IL LAVORO DEGLI INSTALLATORI TV

in vendita presso
tutte le sedi **GBC**

PRESTEL s.r.l.
Corso Sempione, 48
20154 MILANO

Una buona occasione per divertirsi risparmiando

"SCIENTIFIC"

calcolatrice kit Sinclair

Un'originale calcolatrice scientifica in scatola di montaggio
Esegue calcoli logaritmici, trigonometrici e notazioni scientifiche con oltre 200 gamme di decadi che si trovano solo in calcolatori di costo decisamente superiore.

Questa calcolatrice vi farà dimenticare il regolo calcolatore e le tavole logaritmiche.
Con le funzioni disponibili sulla tastiera della Scientific, si possono eseguire i seguenti calcoli:

seno, arcoseno,
coseno, arcocoseno,
tangente,
arcotangente,
radici quadrate,
potenze,
logaritmi ed antilogaritmi in base 10

oltre, naturalmente, alle quattro operazioni fondamentali.

L'attrezzatura necessaria per il montaggio, si riduce ad un paio di forbici, stagno e naturalmente un saldatore, si consiglia il saldatore ERSA Multitip adatto per piccole saldature di precisione. che ha il n° di cod. G.B.C. LU/3640-00

Componenti del kit:

1) bobina
2) integrato L Si
3) integrati d'interfaccia
4) custodia in materiale antiurto
5) pannello tastiera, tasti, lamine di contattto, display montato
6) circuito stampato
7) bustina contenente altri componenti elettronici (diodi, resistenze, condensatori, ecc.) e i clips ferma-batterie.
8) custodia in panno
9) libretto d'istruzioni per il montaggio
10) manuale d'istruzioni per il funzionamento

Scatola di montaggio Sinclair "Scientific"

- **12 funzioni sulla semplice tastiera**
  Logaritmi in base 10, funzioni trigonometriche e loro inversi; tutti i calcoli vengono eseguiti con operazioni di estrema semplicità, come fosse un normale calcolo aritmetico.

- **Notazione scientifica**
  Il display visualizza la mantissa con 5 digitali e l'esponente con 2 digitali, con segno positivo o negativo

- **200 gamme di decadi, che vanno da $10^{99} \div 10^{99}$**

- **Logica polacca inversa**
  possono essere eseguiti calcoli a catena senza dover premere in continuazione il tasto =

- **La durata delle batterie è di 25 ore circa**
  4 pile al manganese forniscono un'autonomia necessaria

- **Veramente tascabile**
  Dimensioni di mm 17x50x110, peso 110 g.

Le scatole di montaggio delle calcolatrici scientifiche

sono in vendita presso le sedi G.B.C. codice SM/7000-00

ANTIFURTI AMTRONCRAFT
LE VERE ASSICURAZIONI CONTRO I LADRI

ANTIFURTO A RAGGI INFRAROSSI

Il suo funzionamento è basato sull'emissione di una barriera di raggi infrarossi modulati con una frequenza prestabilita, questo rende impossibile la neutralizzazione dell'antifurto e lo rende insensibile alle eventuali radiazioni esterne. Il funzionamento in ambienti dalla forma irregolare è possibile facendo seguire al raggio un tracciato spezzato con l'ausilio di specchi. L'antifurto GG5 è composto da un trasmettitore UK 952, un ricevitore UK 957 e dagli alimentatori UK 687 e UK 697.

UK823 ANTIFURTO PER AUTO

Consente non solo la protezione dell'abitacolo, ma anche del bagagliaio, del vano motore e degli accessori.
L'intervento, all'aprirsi delle portiere è opportunamente ritardato per consentire al proprietario la disattivazione dell'impianto.
È disponibile in kit UK 823 oppure già montato KC/3800-00

ANTIFURTO AD ULTRASUONI

Funzionante con un fascio ultrasonico direttivo, questo antifurto di modernissima concezione è predisposto anche per il funzionamento come contapezzi o contapersone senza per questo dover variare il circuito o l'installazione, basterà azionare un commutatore.
Le piccole dimensioni del trasmettitore semplificano il suo montaggio. L'antifurto GG3 è composto da 1 trasmettitore UK 814, 1 ricevitore UK 813 e da 1 alimentatore UK 818.

ALLARME ANTINCENDIO E ANTIFURTO UK887W

In combinazione con opportuni rilevatori e un avvisatore costituisce un ottimo sistema di allarme antifurto e antincendio. Il ritardo dell'intervento è regolabile. Questo dispositivo può essere disinserito solamente da chi è in possesso dell'apposita chiave. La sua prerogativa è quella di funzionare contemporaneamente sia come antifurto che come antincendio e di poter comandare due segnali diversi per riconoscere la causa dell'allarme.
È disponibile in kit UK 887 oppure già montato UK 887 W.

Antifurto di alta sensibilità, reagisce a qualsiasi cosa si avvicini ai suoi sensori entro i limiti che sono stati prefissati durante le operazioni di messo a punto. Tramite un commutatore può essere variata la durata dell'allarme da momentanea a persistente.

Questo antifurto emette un fascio tridimensionale di onde ultrasonore che saturando il locale nel quale è installato formano una barriera praticamente invalicabile. Un dispositivo di ritardo permette l'azionamento dell'antifurto senza far scattare l'allarme
È disponibile in kit UK 815 oppure già montato UK 815 W.

per il comando di un programmatore di canali televisivi

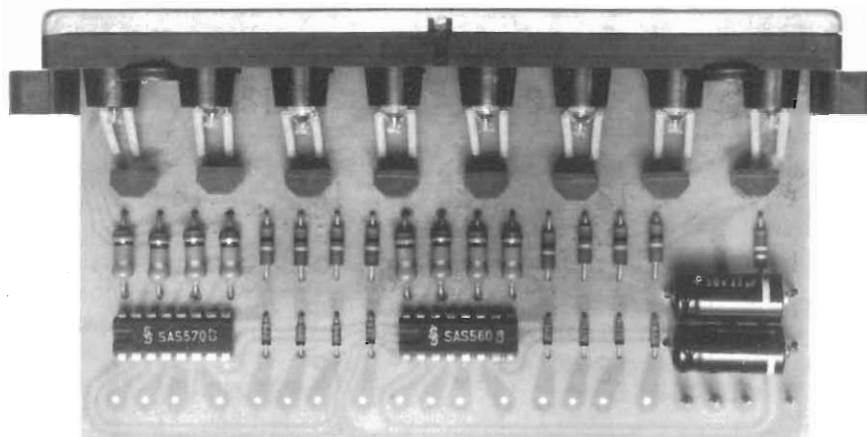
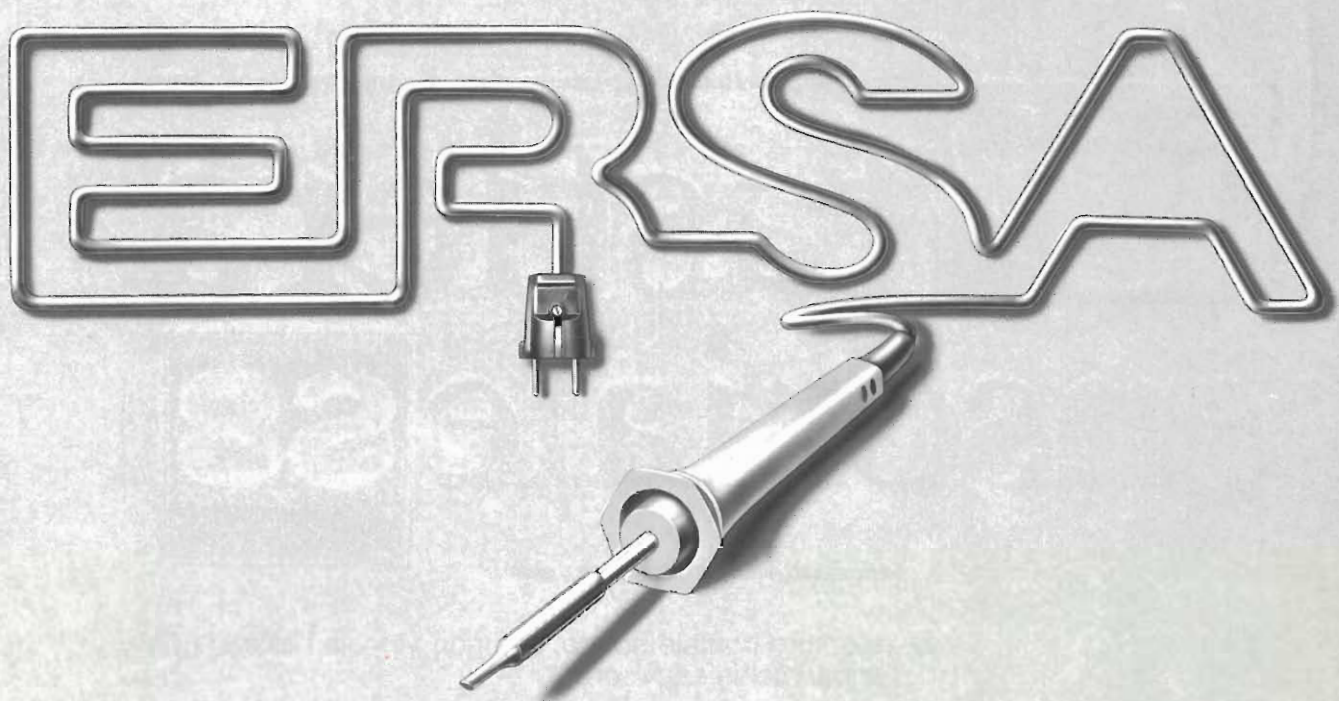
tastiera sensoriale S8

090 02006

Le principali caratteristiche sono:

- ingombro frontale ridotto, che non vincola l'estetica dell'apparecchio televisore;
- due versioni: per inserimento verticale od orizzontale;
- per selezionare i programmi è sufficiente sfiorare il tasto corrispondente al programma desiderato;
- alla riaccensione del televisore s'inserisce automaticamente il primo canale.

A richiesta la tastiera può essere fornita con Disegn in esclusiva

Complessi meccanici delle Officine di Precisione ANTONIO BANFI di Baranzate/Milano

MIESA S.R.L. - VIA PRIMO MAGGIO 41 - 20021 BARANZATE / MILANO

CONVIENE ABBONARSI
...anche adesso!

7 mesi di

+ la carta di sconto G.B.C. italiana

a sole

L. 6000

e non è tutto...
..gli abbonati,
nel corso dell'anno
ricevono alcuni
inserti speciali

Non rischiate
di perdere anche
un solo numero

ABBONATEVI!

Servizio dei Conti Correnti Postali

Certificato di allibramento

Versamento di L. 6.000 (in cifre)

eseguito da ...

residente in ...

via ...

sul c/c N. **3/56420** *intestato a:*

JACOPO CASTELFRANCHI EDITORE
J.C.E. - Via V. Monti, 15 - 20123 MILANO

Addì (1) ... 19

Bollo lineare dell'Ufficio accettante

Bollo a data

N. ... del bollettario ch 9

Indicare a tergo la causale del versamento

SERVIZIO DEI CONTI CORRENTI POSTALI

Bollettino *per un versamento di L.* 6.000 (in cifre)

Lire SEIMILA (in lettere)

eseguito da ...

residente in ...

via ...

sul c/c N. **3/56420** *intestato a:*

JACOPO CASTELFRANCHI EDITORE
J.C.E. - Via V. Monti, 15 - 20123 MILANO

nell'Ufficio dei conti correnti di **MILANO**

Firma del versante

Addì (1) ... 19

Bollo lineare dell'Ufficio accettante

Tassa di L. ...

Cartellino del bollettario

L'Ufficiale di Posta

Bollo a data

(1) La data deve essere quella del giorno in cui si effettua il versamento

---

Servizio dei Conti Correnti Postali

Ricevuta *di un versamento*

*di L.** 6.000 (in cifre)

*Lire** SEIMILA (in lettere)

eseguito da ...

sul c/c N. **3/56420** *intestato a:*

JACOPO CASTELFRANCHI EDITORE
J.C.E. - Via V. Monti, 15 - 20123 MILANO

Addì (1) ... 19

Bollo lineare dell'Ufficio accettante

Tassa di L. ...

numerato di accettazione

L'Ufficiale di Posta

Bollo a data

(*) Sbarrare a penna gli spazi rimasti disponibili prima e dopo l'indicazione dell'importo.

La presente ricevuta non è valida se non porta nell'apposito spazio il cartellino gommato e numerato.

Per abbonamento Giugno/Dicembre 1976
a SELEZIONE DI TECNICA RADIO-TV

COGNOME E NOME O RAGIONE SOCIALE

INDIRIZZO

CITTÀ

CODICE POSTALE

Parte riservata all'Uff. dei conti corr.

IL VERIFICATORE

A V V E R T E N Z E

Il versamento in conto corrente è il mezzo più semplice e più economico per effettuare rimesse di denaro a favore di chi abbia un C/C postale.

Per eseguire il versamento il *versante deve compilare in tutte le sue parti*, a macchina o a mano, purchè *con inchiostro*, il presente bollettino (indicando con chiarezza il numero e la intestazione del conto ricevente qualora già non vi siano impressi a stampa).

Per l'esatta indicazione del numero di C/C si consulti l'Elenco generale dei correntisti a disposizione del pubblico in ogni ufficio postale.

Non sono ammessi bollettini recanti cancellature, abrasioni o correzioni.

A tergo dei certificati di allibramento, i versanti possono scrivere brevi comunicazioni all'indirizzo dei correntisti destinatari, cui i certificati anzidetti sono spediti a cura dell'ufficio conti correnti rispettivo.

Autorizzazione Ufficio c/c Postali di Milano n. **21817** *del* **19-10-1965**

La ricevuta del versamento in c/c postale in tutti i casi in cui tale sistema di pagamento è ammesso, ha valore liberatorio per la somma pagata, con effetto dalla data in cui il versamento è stato eseguito.

Fatevi Correntisti Postali!

Potrete così usare per i Vostri pagamenti e per le Vostre riscossioni il

P O S T A G I R O

esente da qualsiasi tassa, evitando perdite di tempo agli sportelli degli uffici postali